TV
Anno XXXVIII - Agosto 1966 - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
8
LIRE 500

FM
VOLUME
SINTONIA

ANNO XXXVIII **8**

l'antenna

AGOSTO 1966 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Sommario

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500 l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000; estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Il colore di.... Oslo

Nella prima metà dello scorso mese di luglio, si è svolta a Oslo la tanto attesa conferenza plenaria del C.C.I.R. alla quale partecipavano i rappresentanti di tutte le organizzazioni di radiotelevisione di tutto il mondo.

Fra le numerose questioni tecniche discusse vi era quella della TV a colori, col precipuo proposito di ottenere quel risultato invano cercato nella precedente conferenza dello scorso anno a Vienna: l'unificazione europea del sistema di trasmissione.

Purtroppo anche nelle riunioni di Oslo non si è potuto raggiungere un accordo fra le varie nazioni presenti, e la conferenza del C.C.I.R. si è chiusa con un « nulla di fatto », lasciando comunque impregiudicata ogni raccomandazione circa la scelta tra i tre sistemi in discussione, NTSC, PAL e SECAM.

Da una votazione orientativa si sono comunque ottenuti i seguenti risultati: SECAM 36 voti, PAL 15 voti, NTSC 6 voti. Le nazioni che hanno già la TV a colori (U.S.A. e Giappone) hanno sostenuto il PAL considerandolo un immediato derivato dell'NTSC.

I motivi che hanno provocato il mancato accordo sono molteplici. Anzitutto molte nazioni non intendono iniziare subito un servizio regolare di TV a colori e pertanto preferiscono sperimentare praticamente ancora per qualche tempo i sistemi PAL e SECAM per metterne in luce i rispettivi reali vantaggi e svantaggi reciproci. In secondo luogo, occorre tener presente molti fattori opportunistici derivanti da già esistenti o previsti accordi di natura organizzativa per l'interscambio dei programmi. Infine sono da considerare i numerosi problemi industriali relativi alla produzione dei televisori, problemi tecnici ed economici (costo dei componenti, royalties per brevetti esteri, fonti monopolistiche di rifornimenti, ecc.).

Per quanto riguarda l'Italia, la questione della TV a colori è di piena pertinenza del nostro Governo che l'ha inquadrata nel piano programmatico di sviluppo nazionale, sia per la scelta del sistema da adottarsi che per l'epoca di inizio di un servizio regolare di trasmissioni.

Ciò non toglie nulla dal proposito di proseguire, magari intensificandole, le trasmissioni sperimentali da parte della RAI, anche per verificare praticamente e più estensivamente le caratteristiche di servizio effettivo dei due sistemi PAL e SECAM. Per contro, la questione di inopportunità dell'introduzione della TV a colori sollevata recentemente da un gruppo di parlamentari per spese superflue nel quadro dell'attuale situazione congiunturale italiana è non solo assurda, ma oltremodo risibile, in quanto nè lo Stato nè la RAI dovrebbero sostenere in un primo tempo ulteriori spese onerose, avendole già fatte per la realizzazione delle trasmissioni sperimentali già in corso, che potrebbero proseguire regolarmente con grande beneficio della nostra industria.

Ma ciò che è essenziale porre in rilievo per un brillante futuro della TV a colori italiana è la necessità di creare dei buoni tecnici sia per l'industria che per il servizio commerciale dei televisori. Una grave difficoltà si era sinora presentata per l'impossibilità di reperire dei buoni testi tecnici (sia pure in lingua straniera) che trattassero diffusamente di tutti e tre i sistemi NTSC, PAL e SECAM.

Per questa ragione, la nostra organizzazione editoriale ha provveduto alla pubblicazione di un Corso integrale di TV a colori redatto da quattro autori specializzati nella tecnica dei tre sistemi e coordinato da chi scrive queste note.

Quest'opera, unica nel suo genere sia sul piano nazionale che su quello internazionale, consentirà ai nostri tecnici di accostarsi con profitto e con fiducia alle nuove tecniche dei tre sistemi NTSC, PAL e SECAM della TV a colori che è indispensabile conoscere a fondo.

A. BANFI

dott. ing. Fabrizio Bargiacchi

Sintonizzatore VHF a diodi per TV*

I vantaggi presentati dai circuiti sintonizzati a diodi, come del resto la loro tecnica circuitale, sono già stati ripetutamente trattati. Come esempi di applicazione dei circuiti sintonizzati a diodi, sono stati descritti amplificatori di antenna per uno o più canali nei campi di frequenza da I a V.
In questo articolo viene presentato il campione di laboratorio di un sintonizzatore VHF a diodi per le bande di frequenza I e III. La commutazione delle bande avviene meccanicamente. La sintonizzazione viene effettuata mediante diodi diffusi al silicio BA 121.

1. - DESCRIZIONE DEL SINTONIZZATORE

In Fig. 1b è riportato lo schema di circuito di un sintonizzatore VHF a diodi. Il sintonizzatore è costituito da uno stadio di ingresso regolabile, da uno stadio mescolatore ad eccitazione separata e da uno stadio oscillatore.

Esso è equipaggiato con i transistor AF109 e 2 × AF106, nonchè con quattro diodi BA121. La tabella 1 contiene i dati relativi agli avvolgimenti delle bobine.

1.1. - Stadio d'ingresso

Un transistor regolabile VHF con base a massa AF109 serve come stadio di entrata.

Il segnale di ingresso perviene innanzi tutto ad un circuito selettivo che è costituito dal diodo D_1 (BA121) e dall'induttanza $L_1 = L_{11} + L_{12}$.

Nel funzionamento in banda I è attiva l'intera induttanza L_1. La tensione di ingresso viene regolata tramite una presa intermedia (induttanza parziale L_{11}). Nel funzionamento in banda III l'induttanza parziale viene cortocircuitata e l'entrata dell'antenna è commutata su un'adatta presa di derivazione della bobina L_{12}.

L'accoppiamento del circuito di ingresso sull'emettitore avviene tramite una capacità di 4 pF. Il valore è scelto in modo tale che il campo di variazione per la capacità fissa, posta in parallelo al circuito di ingresso (che è formata dalla capacità di accoppiamento, da quella di ingresso del transistor in serie alla precedente e dalla capacità di commutazione), non venga abbassato al disotto del limite ammesso e che inoltre la larghezza di banda richiesta del circuito di ingresso sia $b_E \geq$ 10MHz. Ambedue queste esigenze possono essere soddisfatte con una capacità di accoppiamento di 4 pF.

Poichè l'introduzione di attenuazione del circuito di ingresso in banda I è, a causa dell'ingresso del transistor necessariamente accoppiato in modo lasco, ed a causa della impedenza di antenna (adattamento di ingresso $S_E \leq$ ≤ 3!) trasformata sul circuito di ingresso, troppo bassa per raggiungere la richiesta larghezza di banda, il circuito di ingresso viene attenuato anche con un nucleo in ferrite nella bobina L_{11}.

Il fattore di rumore che si misura con questo circuito di ingresso in banda I ($F \leq 9$) può essere migliorato con un altro circuito (vedi Fig. 1a). In tal modo è possibile commutare contemporaneamente l'accoppiamento del circuito di ingresso. In banda I l'accoppiamento viene effettuato mediante un'induttanza L_K appositamente scelta. Il fattore di rumore diventa così $F \leq 5$.

Al collettore del transistor d'ingresso, nella Fig. 1b, è collegato il circuito primario di banda *RF*. Esso è costituito dal diodo di sintonizzazione D_2 e dall'induttanza $L_2 = L_{21} + L_{22}$. In banda I è di nuovo attiva l'intera induttanza L_2 e in banda III viene cortocircuitata l'induttanza parzialeL_{21}. L'accoppiamento del secondo circuito del filtro di banda *RF* avviene tramite due doppini di accoppiamento separati. Nel funzionamento in banda I è inserito il doppino di accoppiamento S_I, e in banda III il doppino S_{II}.

Il circuito secondario del filtro di banda *RF* è costituito dal diodo di sintonizzazione D_3 e dall'induttanza L_3 che a sua volta è formata dalle induttanze parziali L_{31} ed L_{32}.

1.2. - Stadio mescolatore

Un transistor VHF AF106 con base a massa serve, come risulta dalla Fig. 1b, da transistor dello stadio mescolatore. L'accoppiamento del transistor dello stadio mescolatore al circuito secondario del filtro di banda *RF* avviene tramite due prese di derivazione commutabili dell'induttanza L_3 (banda I: L_{31}; banda III: L_{32}). Per ottenere una bassa impedenza all'ingresso del transistor dello stadio mescolatore ed impedire così una riconversione disturbatrice *MF*, deve venire collegata all'emettitore anche una capacità di 15 pF.

Al collettore del transistor dello stadio mescolatore è allacciato il circuito primario del filtro di banda *MF* con l'induttanza L_4 e la capacità del circuito (capacità fissa + capacità di uscita del transistor). Il circuito secondario del filtro di banda *MF* con l'induttanza L_5 e la capacità fissa (12 pF) è accoppiato attraverso un accoppiamento capacitivo di base. La tensione continua viene addotta al collettore attraverso una resistenza da 560 Ω. La tensione *MF* viene disaccoppiata tramite un avvolgimento posto sulla bobina L_5 del circuito secondario.

La tensione dell'oscillatore viene addotta all'emettitore tramite un condensatore di accoppiamento commutabile. La tensione dell'oscillatore, all'emettitore del transistor mescolatore deve essere di 150 ... 200 mV per un favorevole guadagno di riconversione ed un favorevole fattore di rumore.

1.3. - Oscillatore

Un transistor VHF AF106 azionato da un circuito con emettitore a massa serve da transistor oscillatore.

Nel sintonizzatore a diodi VHF l'oscillatore viene messo in funzione con controreazione induttiva. Nell'oscillatore è necessario fare particolare attenzione affinchè la tensione *OL* che si forma nel circuito oscillatore rimanga bassa rispetto alla tensione minima di oscillazione del diodo $U_{D\,min}$ Come valore indicativo vale qui: $U_{D\,min} \geq 2 \cdot U_{osc}$. Cioè per una tensione minima di polarizzazione dei diodi di 2 ... 3 V, la tensione dell'oscillatore deve essere $U_{osc} \leq 1{,}5$ V.

Se questa condizione non viene osservata, in caso di ampiezza dell'oscillazione troppo grande si sposta, attraverso la caratteristica di capacità, il punto di lavoro e con esso la frequenza dell'oscillatore, rispettivamente il sincronismo dell'oscillatore con il circuito di ingresso ed il filtro di banda *RF*.

Affinchè la tensione dell'oscillatore rimanga bassa rispetto alla tensione di sincronizzazione dei diodi, il transistor viene comandato a 6 V e inoltre la tensione dell'emettitore è addotta attraverso una resistenza di 3 kΩ. La tensione di esercizio dell'oscillatore 6V viene stabilizzata con il diodo OA126/6.

In tal modo si ottiene anche una fre-

(*) *Funkschau*, gennaio 1966, 1, pag. 13.

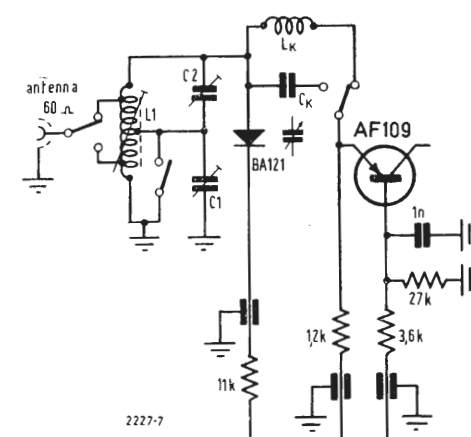



Fig. 1*a*. - Stadio d'ingresso con accoppiamento commutabile del circuito d'ingresso.

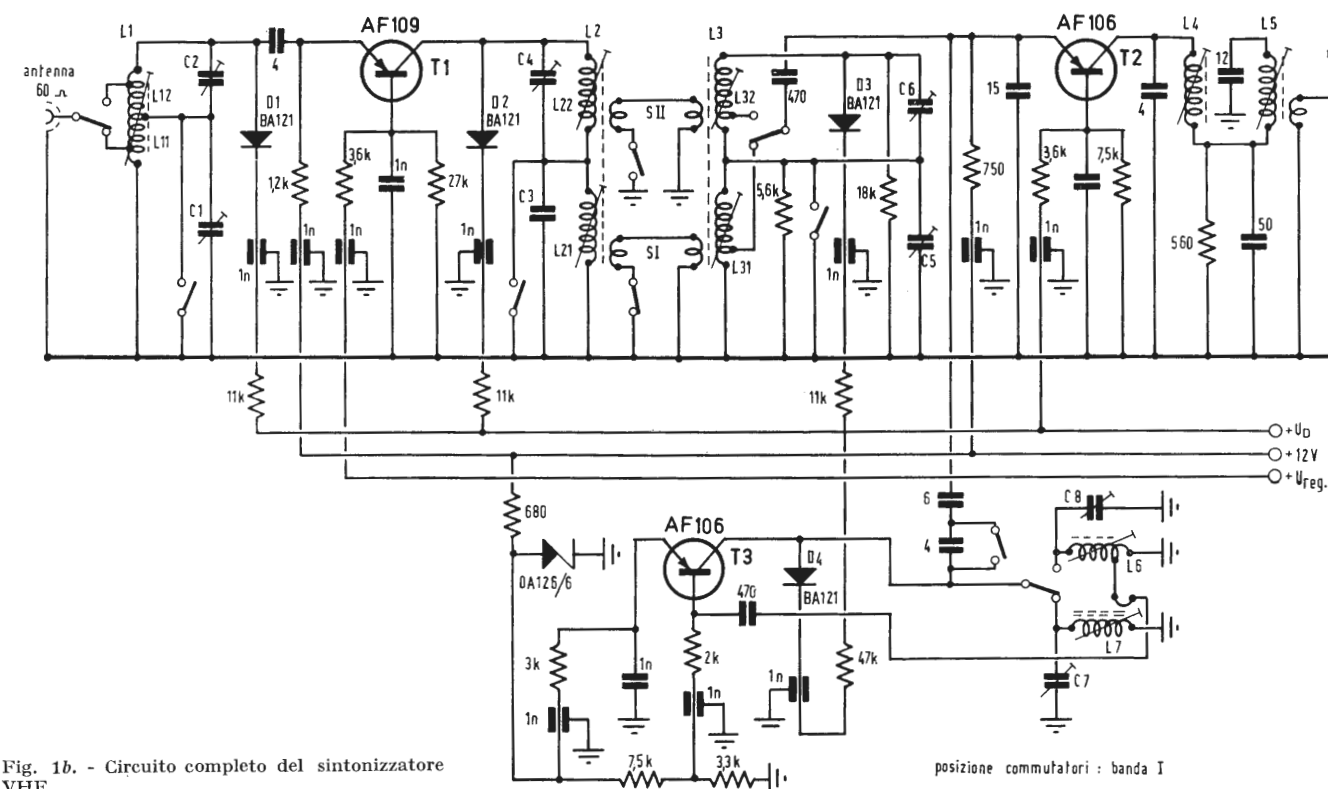



Fig. 1*b*. - Circuito completo del sintonizzatore VHF.

Tabella 1. - Dati delle bobine di fig. 1b.

L 11	10 spire	0,2 CuLS	nucleo M4	FK III	Presa a 2 spire
L 12	4 spire	0,8 Ag	nucleo M4	FRI rosso	Presa a 0,5 spire
L 21	10 spire	0,2 CuLS	nucleo M4	FC-FU II ros.	
L 22	3 spire	0,8 Ag	nucleo M4	FRI rosso	
L 31	10 spire	0,2 CuLS	nucleo M4	FC-FU II rosso	Presa a 2 spire
L 32	3 spire	0,8 Ag	nucleo M4	FRI rosso	Presa a 0,5 spire
L 4	16 spire	0,2 CuLS	nucleo M4	FC-FU II ros.	
L 5	16 spire	0,2 CuLS	nucleo M4	FC-FU II ros.	
L 6	3 spire	0,8 Ag	nucleo M4	FRI rosso	Presa a 0,3 spire
L 7	6 spire	0,8 Ag	nucleo M4	FC-FU II ros.	

SI/SII avvolgimento di accoppiamento per filtri di banda RF costituito da 1,5 spire cad. sulle bobine della banda I e della banda III. Avvolgimento di accoppiamento sull'oscillatore costituito da 0,5 spire in banda I.

Fig. 2. Amplificazione di potenza V_L, fattore di rumore F e adattamento d'entrata S_E nella banda I.

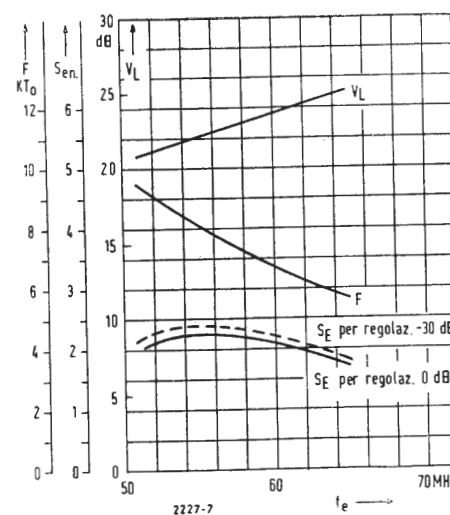
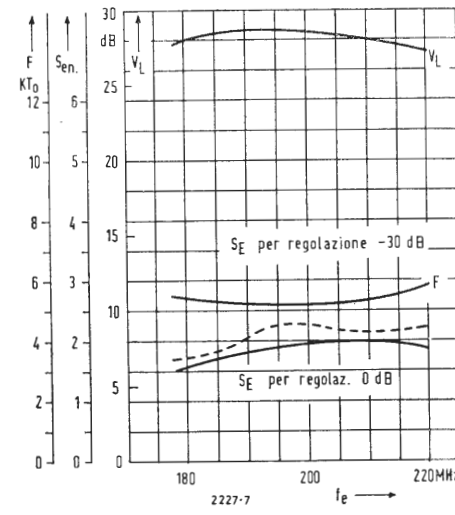



Fig. 3. - Amplificazione di potenza V_L, fattore di rumore F e adattamento d'entrata S_E nella banda III.

quenza stabile dell'oscillatore indipendente dalle variazioni della tensione di esercizio.

La tensione dell'oscillatore viene addotta dal collettore all'emettitore dello stadio mescolatore tramite una capacità commutabile. La capacità di accoppiamento commutabile assicura una tensione di 150 ... 200 mV dell'oscillatore sull'emettitore del transistor mescolatore, uguale in ambedue le bande.

2. - TARATURA DEL SINTONIZZATORE

Per la regolazione del sincronismo dei tre circuiti sintonizzati sulla frequenza di segnale (circuito di ingresso, circuito primario e circuito secondario del filtro di banda *RF*) si presuppone che l'andamento della capacità di tutti i diodi di sintonizzazione sia secondo la seguente funzione:

$$C_2 = C_1 \sqrt[3]{\frac{U_1 + U_{Diff}}{U_2 + U_{Diff}}} \qquad (1)$$

Dove C_2 è la capacità del diodo alla tensione U_2, C_1 la capacità alla tensione U_1 ed U_{Diff} la tensione di diffusione a circa 0,7 V. Supponendo che tutti i diodi impiegati per la sintonizzazione abbiano, ad una determinata tensione, la stessa capacità, ed inoltre che non si abbia nessuna capacità fissa in parallelo ai circuiti, è sufficiente tarare tutti e tre i circuiti ad una frequenza entro una banda. Se allo scopo si considera la funzione della frequenza di risonanza

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (2)$$

si vede che è sufficiente compensare le differenti capacità dei diodi variando le induttanze dei circuiti, dato che secondo la funzione (1) il fattore di variazione della capacità è uguale per tutti i diodi attraverso un determinato campo di tensione.

Per ambedue i casi:

a) uguale capacità dei diodi

b) diversa capacità dei diodi per uguale

tensione di polarizzazione; è perciò sufficiente, *nel caso in cui nei circuiti non siano attive altre capacità fisse aggiuntive*, tarare i circuiti mediante variazione delle induttanze di circuito ad *una* frequenza. In questo caso il sincronismo, a causa delle funzioni (1) e (2) resta costante in tutto il campo.

Tuttavia, dato che nella pratica sono sempre disponibili delle capacità fisse che a seconda della loro grandezza provocano diverse riduzioni della caratteristica dei diodi, le capacità devono essere compensate a seconda delle diverse capacità dei diodi. In tal modo le capacità trasformate nei terminali dei circuiti vengono di nuovo rese uguali per quanto riguarda la loro pendenza di sintonizzazione.

Dopo che siano note sia la grandezza delle capacità fisse che quella delle capacità dei diodi, non è più sufficiente effettuare la taratura solo su un punto, entro un campo. Per questo caso la taratura deve essere effettuata su due punti e cioè ai punti terminali del campo.

Si inizia la taratura alla frequenza più bassa in banda III. Con i nuclei inseriti nell'induttanza parziale, i circuiti vengono sintonizzati alla risonanza con i trimmer (indicati nello schema con $C_1 \div C_8$). Contemporaneamente si effettua la commutazione sulla frequenza più alta e la taratura dei circuiti delle alte frequenze estraendo e ruotando i nuclei e contemporaneamente aumentando la capacità dei trimmer fino alla risonanza. Questo procedimento deve essere ripetuto fino a quando, all'atto della commutazione da un punto terminale all'altro della banda, non si verifica alcuno spostamento dei circuiti, cioè fino a quando tutti i circuiti sono sintonizzati sullo stesso sincronismo.

Infine la stessa sintonizzazione a due punti viene effettuata nell'oscillatore fintanto che la distanza fra la frequenza dell'oscillatore di 36,6 MHz e la frequenza media di canale rimane inalterata nell'intero campo.

3. - RISULTATI DI MISURA

3.1. - Regolazione

Lo stadio d'ingresso deve essere regolato mediante il transistor AF109. La regolazione può essere ottenuta, dato che si tratta di un transistor di regolazione, innalzando la corrente di collettore. Questo tipo di regolazione viene indicato come regolazione ascensionale di corrente.

Il sintonizzatore VHF viene regolato per un massimo di — 35 dB. Questo valore di regolazione, tenendo conto dell'attenuazione a ritroso, non può essere superato dato che in caso di regolazione più alta la tensione dell'oscillatore che si verifica ai morsetti dell'antenna supera il limite ammesso.

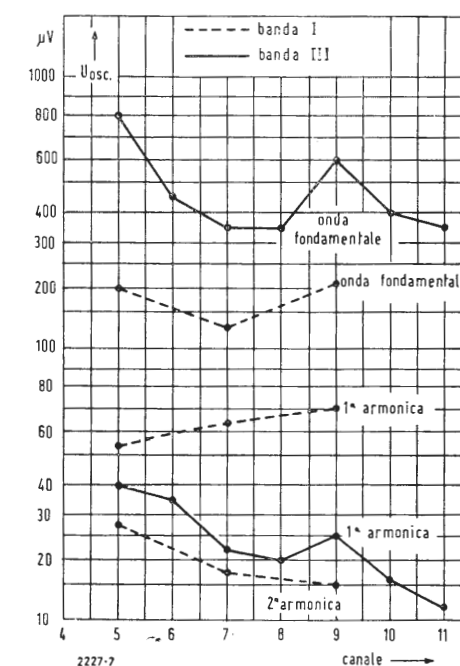



Fig. 4. - Radiazioni perturbatrici dell'oscillatore misurate ai morsetti dell'antenna 60 Ω (valido solo come valore indicativo).

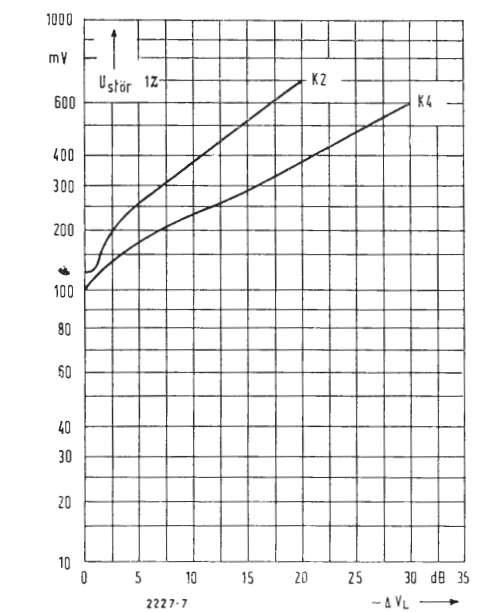



Fig. 5. - Intermodulazione nella banda I. Canale 3 : 58 MHz, V_L = 23 dB, U_e = 1 mV non modulato.

Tabella 2.

	Banda I	Banda III
Amplif. di potenza V_L	23 ± 2 dB[1])	$28 \pm 0,5$ dB
Fattore di rumore F	$\leqq$ 9[2])	$\leqq$ 5,7
Adattamento d'entrata S_E	$\leqq$ 2,3	$\leqq$ 2,3
Ampiezza di regolazione	— 35 dB	— 35 dB
U_{osc} sull'emettitore del mescolatore	200 mV	200 mV
Radiaz. perturb. dell'oscillatore a 60 Ω sui morsetti dell'antenna:	($\geqq$ 150 mV)	($\geqq$ 150 mV)
Fondamentale	$\leqq$ 210 μV	$\leqq$ 800 μV
1ª armonica	$\leqq$ 70 μV	$\leqq$ 40 μV
2ª armonica	$\leqq$ 28 μV	
Soppressione del segnale a freq. immagine	$\geqq$ 45 dB	$\geqq$ 45 dB

[1]) Nel circuito indicato al par. 2.1, secondo fig. 1*a*, ca. 25 ± 1 dB.
[2]) Nel circuito indicato al par. 2.1, secondo fig. 1*a*, $\leqq 5$.

A causa delle basse variazioni dei parametri di ingresso e di uscita del transistor in caso di regolazione, la deformazione della curva di risposta e la variazione dell'adattamento d'entrata sono basse.

3.2. - Amplificazione di potenza V_L fattore di rumore F e adattamento d'entrata S_E come funzione della frequenza segnale f_e.

In Fig. 2 sono riportati i valori misurati di V_L, F ed S_E per la banda I. Il fattore di rumore è condizionato dalla introduzione di attenuazione del circuito di ingresso ($F \leq 9$); esso può tuttavia, come si è accennato al paragrafo 2.1, essere notevolmente migliorato ($F \leq 5$) mediante un adatto collegamento.

L'amplificazione di potenza è $V_L = 23 + 2$ dB e l'adattamento di entrata:

$$S_E = \frac{U_{max}}{U_{min}} \leq 2,3.$$

La variazione dell'adattamento d'entrata S_E in caso di regolazione di — 30 dB, è molto bassa. Essa è $\Delta S_E \leq 5\%$.

In Fig. 3 sono riportati i valori V_L, F ed S_E per la banda III. L'amplificazione di potenza è $V_L = 28 \pm 0,5$ dB ed il fattore di rumore è $F \leq 5,7$.

L'adattamento d'entrata rimane $S_E \leq 3$. In caso di regolazione di — 30 dB esso è $\Delta S_E \leq 10\%$.

3.3. - Radiazioni perturbatrici dell'oscillatore

I valori di misura per la tensione ai morsetti dell'oscillatore (60 Ω) sono riportati in Fig. 4. Dato che la radiazione perturbatrice dipende molto dalla struttura del sintonizzatore e, per stabilire l'effettivo valore del sintonizzatore, vale non soltanto l'irradiazione ai morsetti delle antenne, ma valgono anche le radiazioni aggiuntive dello chassis e dei conduttori di tensione, la misura qui riportata deve essere considerata soltanto come valore indicativo.

3.4. - Intermodulazione

In Fig. 5 sono riportate le caratteristiche di intermodulazione del sintonizzatore in banda I (canale 3) ed in Fig. 6 quelle in banda III (canale 8). È stata misurata l'intermodulazione in funzione della regolazione, rispettivamente per una emittente disturbatrice più alta e più bassa di un canale. Le caratteristiche di intermodulazione notevolmente migliori in banda I si spiegano col fatto che il circuito di ingresso del campione di laboratorio qui descritto ha una banda molto più stretta che in banda III. Questo provoca un maggiore affievolimento delle emittenti perturbatrici.

3.5. - Soppressione di un segnale a frequenza immagine

Per soppressione di un segnale a frequenza immagine si intende l'affievolimento di quella frequenza di segnale f'_E che si trova più alta del segnale di ingresso f_E ($f'_E = f_E + 2f_{MF}$) di un valore doppio di quello della frequenza intermedia. Questo segnale dà all'uscita del sintonizzatore un prodotto di conversione di 36 MHz

$$(f_E + 2\,f_{MF}) - f_{osc} = f_{MF}$$

Per segnali a frequenza immagine si è misurata una soppressione di circa 45 dB nelle bande I e III.

4. - CONCLUSIONE

In tabella 2 sono chiaramente riportati tutti i valori di misura del sintonizzatore VHF per le bande I e III. Come è possibile desumere da questa tabella, le caratteristiche di ricezione di un sintonizzatore elettronico possono essere paragonate a quelle dei sintonizzatori fino ad oggi in uso, con sintonizzazione a bobina o a condensatore variabile.

A.

Fig. 6. - Intermodulazione nella banda III. Canale 8 : 199 MHz, V_L = 28,5 dB, U_e = 1 mV non modulato.

dott. ing. Americo Piazza

Servomeccanismi lineari e non lineari*

Un servomeccanismo è un sistema di controllo a circuito chiuso usato per controllare la posizione e la velocità o l'accelerazione di un carico d'inerzia.

Le caratteristiche che definiscono un servomeccanismo sono quattro, e precisamente:

a) azionamento ad errore, per cui tra il funzionamento desiderato e quello reale del carico deve sussistere un paragone costante, l'errore essendo indicato dalla differenza di queste due grandezze;

b) normale presenza di amplificazione di potenza che comporta l'impiego di un segnale di errore di bassa potenza per controllare una sorgente di potenza elevata azionante una certa forma di energia motrice;

c) presenza di un meccanismo o di una trasmissione meccanica atta ad azionare il carico. Per la normale elevata velocità di regime del motore s'impiega spesso una trasmissione ad ingranaggi tra il motore stesso ed il carico. Questo rapporto di riduzione può essere usato come parametro regolabile nello stadio di progettazione per migliorare la prestazione del servomeccanismo;

d) funzionamento completamente automatico.

I componenti fondamentali di un servomeccanismo sono costituiti pertanto da trasduttori, quando siano necessari per trasformare un segnale in un analogo elettrico, un amplificatore dei segnali, un motore, una trasmissione meccanica ed una scatola di ingranaggi ed una certa forma di carico d'inerzia. Un secondo gruppo di componenti, costituito da reti di stabilizzazione e/oppure circuiti elettrici chiusi di reazione sussidiari, è necessario per ottenere dal servomeccanismo una prestazione soddisfacente, vale a dire per assicurare che il carico segua in modo soddisfacente il funzionamento desiderato. Le figg. 1 e 2 rappresentano dei tipici diagrammi a blocchi.

1. - LA FUNZIONE DI UN SERVOMECCANISMO

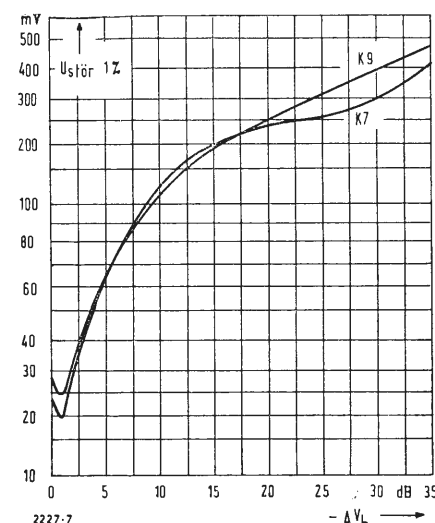
In generale sul servomeccanismo agiscono tre sorgenti di segnali. In primo luogo esiste un vero e proprio segnale di comando che dà al servomeccanismo le informazioni relative alla prestazione che si desidera ottenere dallo stesso. In secondo luogo esistono dei segnali di «rumore» che per le vibrazioni della struttura o per altro possono essere introdotti in qualsiasi punto e che distorcono il segnale di comando, dando così una informazione falsa al servomeccanismo.

Infine, vi possono essere dei disturbi di carico, quali per esempio le intensità di vento, ecc., che fanno deviare il carico dal funzionamento desiderato. Il servomeccanismo può contrastare queste forze di disturbo solo in presenza di un segnale di errore e ciò per la natura stessa del funzionamento del servomeccanismo che, per generare una forza od un momento torcente sul carico, deve avere un segnale di errore. Se θ_i è il segnale di comando, N il segnale di rumore ed L il segnale di disturbo del carico dovuto a carichi di effetto ventilante, ecc., le esigenze di prestazione sono soddisfatte dalla contemporaneità delle seguenti espressioni:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\theta_o}{\theta_i} &\simeq 1\cdot 0 \\ \frac{\theta_o}{N} &\simeq 0 \\ \frac{\theta_o}{L} &\simeq 0 \end{aligned}\right\}$$

Per seguire in modo soddisfacente il segnale di comando senza far passare una quantità di rumore in eccesso, è necessario che il servomeccanismo possa discriminare tra questi due segnali. Per sfortuna, è raro poter eliminare tutto il segnale di rumore e far passare contemporaneamente tutto il segnale di comando. Spesso è quindi necessaria una soluzione di compromesso, in cui si combina l'errore dovuto al fatto di seguire sia il segnale di comando che quello di rumore. Poichè nella fase di progettazione o di collaudo è spesso sufficiente seguire e considerare solo la prestazione dovuta al segnale di comando, considereremo soltanto il segnale di comando.

2. - DEFINIZIONE DEI SEGNALI

Come rappresentato in fig. 3, le entrate dei segnali ad un servomeccanismo sono normalmente funzioni casuali del tempo. Sebbene sia possibile analizzare le proprietà di tali segnali, è pratica comune il supporre che i servomeccanismi possano essere progettati e collaudati usando segnali deterministici quali per esempio le funzioni a gradini, le funzioni di pendio, le funzioni della accelerazione o funzioni sinusoidali (fi-

(*) Industrial Electronics, aprile 1965, pag. 178.

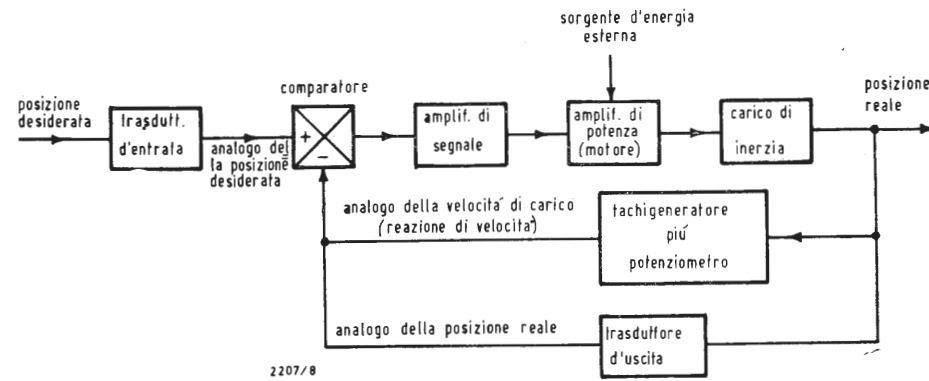



Fig. 1 - Diagramma a blocchi di un servomeccanismo stabilizzato mediante reazione di velocità.

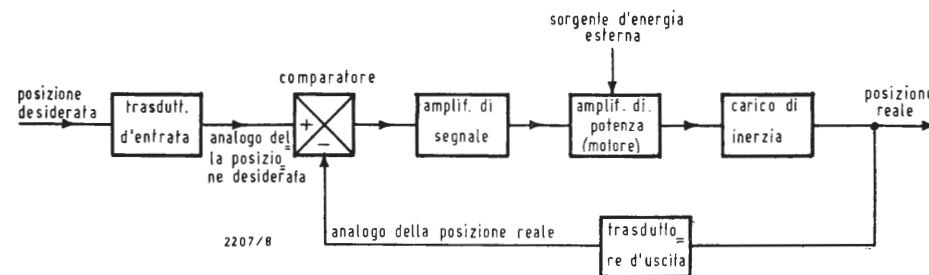



Fig. 2 - Diagramma a blocchi di un servomeccanismo stabilizzato mediante una rete di avanzamento di fase.

gura 4). L'uso di tali segnali deterministici è giustificato dal fatto che, sulla base di una risposta transiente, il segnale casuale può, per una traccia molto breve, essere spesso approssimato in modo ragionevole da un segnale avente la forma

$$\theta_i = a + bt + ct^2$$

che rappresenta la somma di una funzione di spostamento a gradini, una funzione di velocità a gradini ed una funzione di accelerazione a gradini. La prestazione può perciò essere espressa in termini di risposta a tutti o ad uno qualsiasi di questi segnali. In alternativa, è possibile esprimere la prestazione in termini di risposta allo stato permanente ad un segnale sinusoidale per servomeccanismi lineari, e poichè è possibile calcolare con relativa facilità la risposta a questi segnali deterministici, si sono sviluppati molti metodi atti ad analizzare e sintetizzare i servomeccanismi a tali entrate.

3. - LINEARITÀ E NON LINEARITÀ

Prima di discutere in dettaglio la risposta e la stabilità di un servomeccanismo, è necessario definire che cosa si intende per linearità e non linearità del servomeccanismo stesso.

Un servomeccanismo viene indicato come lineare se il suo funzionamento può essere descritto per tutti i modi di operazione da una singola equazione differenziale lineare con coefficienti costanti.

L'equazione differenziale assumerà pertanto il seguente aspetto:

$$A_0 D^r \theta_0 + A_1 D^{r-1} \theta_0 + \dots A_r \theta_0 = B_0 D^q \theta_i \dots B_q \theta_i$$

in cui i termini A e B sono costanti.
Come definizione alternativa di funzionamento si possono considerare anche le seguenti proprietà di un sistema lineare:
a) la risposta non dimensionale θ_0/θ_i a qualsiasi segnale di entrata è indipendente dalla ampiezza del segnale applicato al servomeccanismo;
b) la risposta del sistema ad un segnale di grandezza $(X + Y)$ è la somma della risposta a segnali di grandezza X ed Y applicati separatamente;
c) per calcolare la risposta a qualsiasi segnale esiste una sola funzione di trasferimento o scambio:

$$F(D) = \frac{\theta_0}{\theta_i} = \frac{B_0 D^q + \dots B_0}{A_0 D^r + \dots A_r}.$$

La condizione necessaria, ma non sufficiente, di un servomeccanismo lineare è che la forza di torsione esercitata sul carico sia proporzionale al segnale d'entrata al motore.

Fig. 3 - Segnale tipico di ingresso a un servomeccanismo.

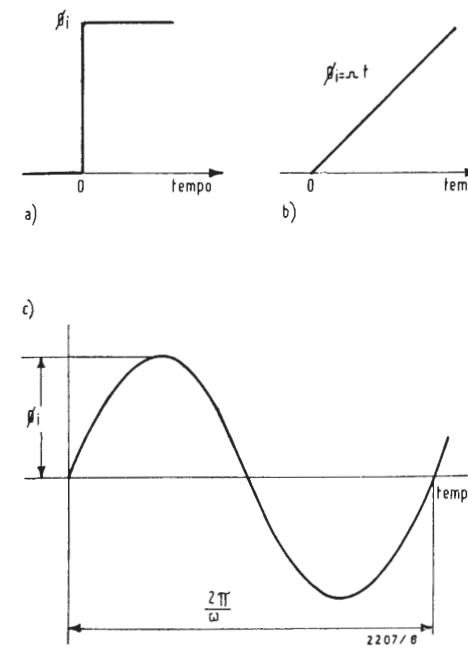



Fig. 4 - Segnali deterministici di entrata usati per il progetto ed il collaudo di servomeccanismi: *a*) ingresso della funzione a gradini; *b*) ingresso della funzione di rampa o pendio; *c*) eccitazione sinusoidale.

Viceversa, un servomeccanismo non lineare è semplicemente quello il cui funzionamento non può essere descritto in modo adeguato da una singola equazione differenziale lineare con coefficienti costanti. Ne consegue che non è applicabile il principio della sovrapposizione e che non esiste una sola funzione di trasferimento o scambio.

4. - STABILITÀ E RISPOSTA

Un servomeccanismo lineare stabile è quello il cui funzionamento segue il funzionamento desiderato. Dal punto di vista matematico il sistema è linearmente stabile se, seguendo una eccitazione del servomeccanismo, si ha $\theta_0 \to \theta_i$ con $t \to \infty$. Per un certo sistema non lineare esiste una ulteriore possibilità, poichè il sistema può oscillare in continuità intorno alla posizione media desiderata. Questo fenomeno è noto come « ciclo limite » e può rappresentare o meno una caratteristica desiderabile a seconda della natura dell'applicazione.

Se in un particolare servomeccanismo il ciclo limite è accettabile, allora devono essere chiaramente specificate la ampiezza massima e la frequenza minima del ciclo limite. In tali condizioni si definisce come sistema stabile un ciclo limite compreso nella prescrizione, mentre si definisce come sistema instabile quel ciclo limite che giace al di fuori della prescrizione stessa. In fig. 5 è chiaramente rappresentata la instabilità lineare e non lineare.

In un servomeccanismo stabile si definisce come risposta il modo in cui il funzionamento reale segue quello desiderato. A seconda della forma di eccitazione usata la risposta soddisfacente di un servomeccanismo può essere interpretata in molti modi. Per ottenere una risposta rapida e per mantenere un margine di stabilità ragionevole è necessario usare una conformazione di segnali adatta, per esempio avanzamento di fase o reazione di velocità, oppure si possono introdurre in alternativa spire sussidiarie di reazione.

5. - TIPI DI NON LINEARITÀ

Le non linearità si possono verificare in qualsiasi punto del servomeccanismo e possono essere dovute a limitazioni fisiche inerenti ai procedimenti di fabbricazione ed ai componenti, oppure alle relazioni non lineari tra le quantità fisiche. Inoltre, è spesso vantaggioso introdurre deliberatamente elementi non lineari per migliorare la prestazione del sistema, oppure per ottenere semplicità, sicurezza di funzionamento ed un più alto rapporto potenza-peso, il che rappresenta una considerazione importante nei servomeccanismi destinati ad apparecchiature portatili.

Per la vasta classe di servomeccanismi fondamentalmente lineari in concetto e prestazione possono esservi in piccole estensioni di operazione delle non linearità notevoli, per esempio punto morto ed isteresi, che possono essere dovute a tolleranze di fabbricazione, ecc., mentre in grandi estensioni di operazione si verificano fenomeni fisici, per esempio saturazione magnetica o di valvola, che limitano il rendimento del motore e quindi introducono un considerevole modo non lineare di operazione.

Certi servomotori, in particolare quelli idraulici e pneumatici, tendono in operazione ad essere non lineari per la conformazione della luce di controllo e per l'accoppiamento inerente tra il flusso del fluido e la dinamica del carico. Poichè tali motori presentano determinati vantaggi rispetto ai motori elettrici, si accettano gli effetti non lineari derivanti dall'impiego di potenza idraulica. La fig. 6 mostra la risposta sperimentale alla frequenza ottenuta per un servomeccanismo atto ad azionare la superficie di controllo di un grosso missile guidato. La dipendenza della risposta dalla ampiezza del segnale di comando d'entrata è rappresentata chiaramente notando, per esempio, il rapporto dell'ampiezza di picco, ossia la frequenza alla quale il rapporto di ampiezza cade al disotto dell'unità (0 dB).

In ultimo, si possono includere per motivi di miglioramento della risposta del

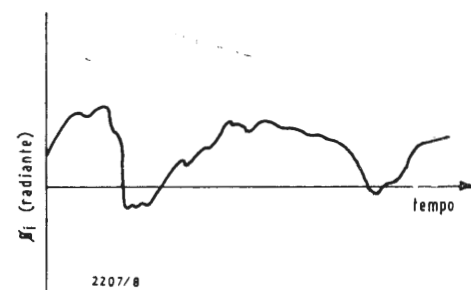
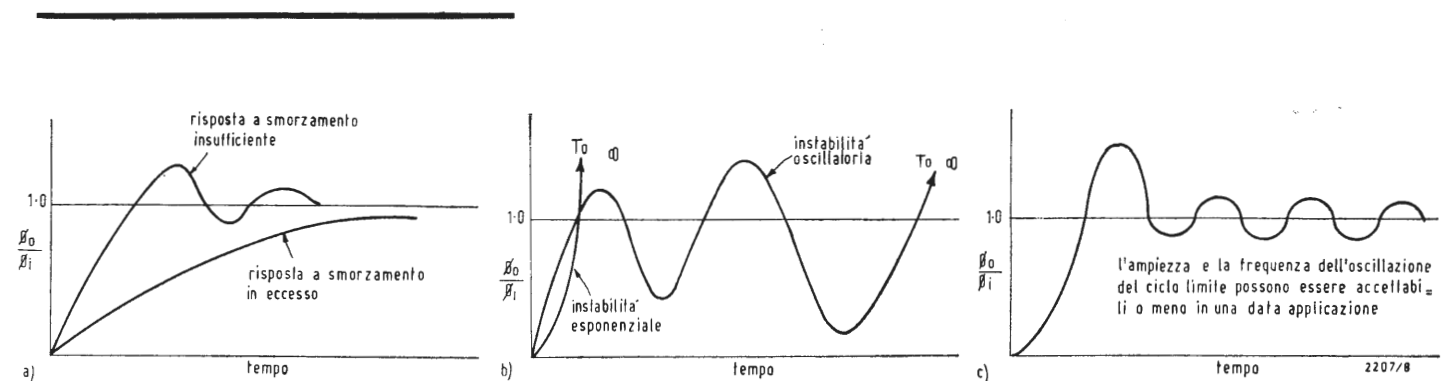



Fig. 5 - *a*) Risposta di un servomeccanismo lineare stabile; *b*) instabilità di un servomeccanismo lineare stabile; *c*) instabilità possibile del ciclo limite di un servomeccanismo non lineare.

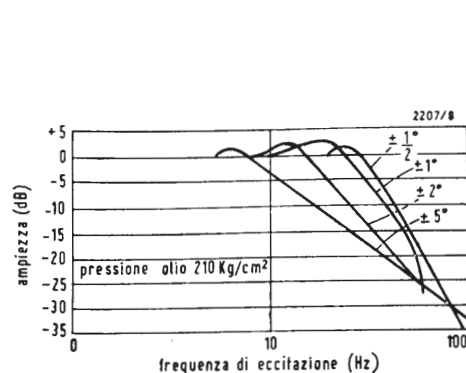



Fig. 6 - Risposta alla frequenza di un servomeccanismo elettro-idraulico in funzione dell'ampiezza d'ingresso.

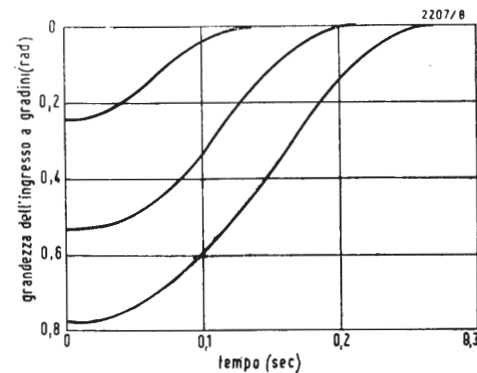



Fig. 7 - Risposta alla funzione a gradini per un servomeccanismo « bang-bang » ottimo.

servomeccanismo elementi non lineari quali, per esempio, relè. Tali servomeccanismi « bang-bang », quando siano opportunamente compensati, possono essere destinati a dare sempre una risposta più rapida di quella del migliore servomeccanismo possibile impiegante lo stesso servomotore.

L'esigenza dei servomeccanismi « bang-bang » è che la coppia o momento torcente sviluppato sia di grandezza costante, assumendo detti servomeccanismi il segno necessario per ridurre l'errore. La fig. 7 rappresenta la risposta della funzione a gradini per un servomeccanismo « bang-bang » ottimo.

6. - VALUTAZIONE DELLA PRESTAZIONE DEI SERVOMECCANISMI

Il metodo normale di determinazione della prestazione di servomeccanismi lineari è quello di impiegare una o più delle seguenti misure o grandezze di prestazione:

a) sovraelongazione percentuale seguente un ingresso della funzione a gradini;

b) tempo necessario per raggiungere una data percentuale dell'ingresso della funzione a gradini;

c) errore allo stato permanente seguente un ingresso della funzione d rampa o pendio; i

d) rapporto dell'ampiezza di picco tra l'uscita e l'ingresso per una eccitazione sinusoidale;

e) frequenza massima o di larghezza di banda alla quale il rapporto di ampiezza tra uscita ed ingresso è pari a 0,707.

Queste determinazioni sono illustrate in fig. 8. Come già menzionato, è possibile ottenere con relativa facilità per servomeccanismi lineari i valori teorici di queste determinazioni di prestazioni.

A.

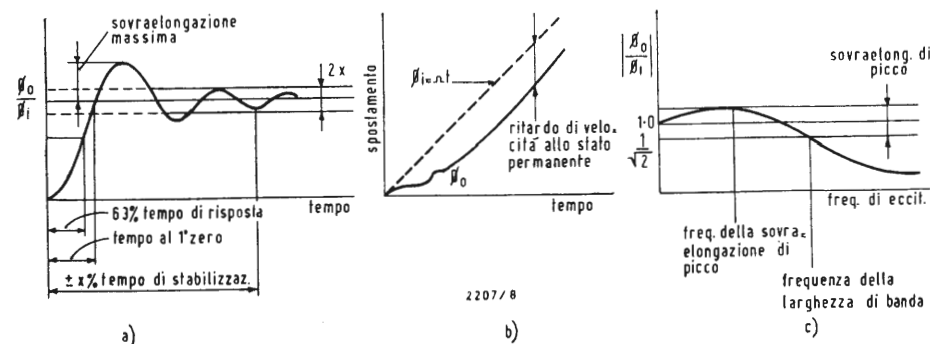



Fig. 8 - Illustrazione di alcuni metodi comuni di determinazione della prestazione di servomeccanismi: *a*) norme di prestazione basate sulla risposta alla funzione a gradini; *b*) norma di prestazione basata sulla risposta ad una funzione a rampa o pendio od esigenza di velocità a gradini; *c*) norme di prestazione basate sulla risposta alla frequenza allo stato permanente.

La Secre ordina centomila circuiti integrati alla Società Generale Semiconduttori

La ditta francese SECRE (Société d'Etudes et de Constructions Electroniques) ha progettato per la società Electricité de France un contatore reversibile per il controllo dell'assorbimento di rete. Tale contatore è stato realizzato con circuiti integrati RTL appartenenti alla famiglia degli elementi micrologici della SGS-Fairchild.

Commentando l'acquisto, i signori Manceau, vice-direttore generale della SECRE, e Hamel, capo del Settore Elaborazione dei Dati, hanno dichiarato: « In primo luogo, abbiamo scelto i circuiti integrati per la maggior sicurezza di funzionamento e la riduzione che essi permettono sia nel numero dei componenti usati sia nelle dimensioni. L'aver acquistato 100.000 elementi dimostra la nostra fiducia nell'avvenire dei circuiti integrati. Abbiamo poi scelto la SGS-Fairchild grazie al dinamismo che essa ha dimostrato nello sviluppo di questo progetto, e grazie alla esperienza che essa ha acquisito in questo settore d'avanguardia ».

Il sig. Rotceig, direttore commerciale della SGS-Fairchild di Parigi, ha sottolineato il fatto che quest'ordine di 100.000 circuiti integrati è il maggiore mai piazzato in Europa in tale settore. (*s.g.s*)

La Siemens alla fiera di Hannover

Alla fiera di Hannover, che è anche la fiera specializzata per l'industria elettrotecnica della Germania Occidentale, la SIEMENS ha presentato quest'anno una rassegna del proprio programma di produzione, che abbraccia praticamente tutta la elettrotecnica, esponendo in un padiglione principale ed in altri suddivisi secondo i diversi settori tecnici, su una superficie complessiva d'esposizione di circa 4500 metri quadrati. Oltre agli interessanti nuovi sviluppi trattati più avanti, il centro d'interesse di questa nuova edizione della fiera è offerto dal tema « L'elaborazione di dati SIEMENS nella ricerca, nella tecnica e nell'amministrazione », trattato in una mostra a parte.

Nel settore degli *elementi passivi* sono stati fatti ulteriori progressi riguardo allo studio e alla realizzazione dei condensatori di ceramica e a nastro plastico. Le ferriti anisotrope di stronzio, adesso disponibili e ottenute, a seconda dell'applicazione prevista, a base di due materiali diversi, si distinguono per il loro campo coercitivo molto intenso e per i loro elevati prodotti di energia.

Il programma di fabbricazione delle unità micromodulari e dei circuiti a strati sottili è stato sostanzialmente ampliato per poter far fronte all'accresciuta richiesta di componenti elettronici. È completamente nuova per la SIEMENS la produzione, recentemente iniziata, di materiali di assorbimento, di cui viene offerta una gamma ben estesa.

Nel settore dei *semiconduttori* è stato presentato come ultima novità il sistema « overlay », ossia delle strutture integrate, secondo il quale la SIEMENS costruisce transistori di potenza RF al silicio, come per esempio il tipo BLY 22, che fornisce una potenza d'uscita di circa 3 W ad una frequenza di 400 MHz. Nel campo dei transistori al germanio si stanno imponendo soprattutto le coppie complementari, di cui si vedranno a Hannover realizzazioni recenti. A questo proposito va segnalato che esiste adesso la possibilità di realizzare i transistori al germanio non solo sulla base della tecnica « mesa » finora adottata, ma anche secondo la cosiddetta tecnica « mesa-II ».

Nel settore dei *tubi elettronici*, lo sviluppo si orienta sempre di più verso i tipi speciali, come per esempio tubi ad onde progressive, generatori di onde inverse e tubi trasmittenti, di cui si vedranno alla fiera nuove realizzazioni. Ha avuto inizio anche la fabbricazione del laser all'elio-neon del tipo LG63, che ad una lunghezza d'onda di 1.152,3 nm fornisce una potenza continua di 10 mW. Fra le cose più interessanti dell'esposizione citeremo anche i tubi per ricevitori televisivi a colori, e soprattutto il tubo catodico A 63-11 X per televisione a colori. (*as.*)

Sistema radioelettrico di assistenza per la navigazione marittima

Il Reparto Professionale della PHILIPS Canadese sta mettendo a punto un certo numero di radiofari marini destinati al Ministero dei Trasporti.

Si tratta di sistemi a bassa frequenza per l'assistenza alla radionavigazione marittima che trasmettono automaticamente e continuamente su frequenze prestabilite. Grazie ad un regolatore dei tempi di trasmissione, nella stessa area geografica possono funzionare contemporaneamente fino a sei stazioni diverse.

I sistemi sono composti da quattro unità operative: un radiofaro marittimo; un regolatore/codificatore che fornisce le informazioni programmate per il funzionamento del trasmettitore; un dispositivo per la commutazione automatica dal trasmettitore in funzione a quello di scorta nel caso che il primo non dovesse funzionare per un periodo superiore ai 30 secondi; ed una unità di sintonizzazione automatica ad antenna.

Questi radiofari PHILIPS sono destinati alle stazioni delle coste orientali ed occidentali del Canada, nonchè a quelle dell'interno, sui laghi. (*ph.*)

Vivi rallegramenti alla nostra redattrice, signora Loredana Brambilla, per la nascita del primogenito Fabio.

Batterie refrigeranti ad effetto Peltier*

Dopo qualche richiamo teorico sull'effetto Peltier vengono descritte dettagliatamente le caratteristiche delle batterie di fabbricazione Philips e vengono forniti alcuni esempi tipici di applicazione.

1. - RICHIAMI TEORICI

Esaminiamo dapprima la composizione di una delle termocoppie che costituiscono la batteria Peltier. Essa è formata, come si può vedere in fig. 1a, da:

1° elemento semiconduttore di tipo *N*, composto di tellururo di bismuto ($Bi_2 Te_3$) e di seleniuro di bismuto ($Bi_2 Se_3$);

2° elemento semiconduttore di tipo *P*, composto di tellururo di antimonio ($Sb_2 Te_3$) e di tellururo di bismuto ($Bi_2 Te_3$).

Sviluppiamo ora la termocoppia in senso rettilineo, in modo da poterla confrontare con il diagramma dei potenziali della fig. 1b.

La sorgente esterna *A* fa circolare corrente attraverso il circuito. Nella giunzione 1, passando dal rame al semiconduttore di tipo *N*, il potenziale scende dal valore E_0 al valore E_1, liberando una certa quantità di energia, cioè producendo calore.

Nella giunzione 2, dal semiconduttore *N* al rame, il potenziale cresce da E_1 al valore E_0 e nella giunzione 3, dal rame al semiconduttore di tipo *P*, il potenziale cresce da E_0 al valore E_2 richiedendo una certa quantità di energia, per cui si ha un assorbimento di calore, cioè si produce un raffreddamento.

Nella giunzione 4, passando dal semiconduttore *P* al rame il potenziale scende dal valore E_2 al valore E_0 liberando di nuovo una certa quantità di energia, cioè producendo calore, e così di seguito.

1.1. - Potenza

La batteria Peltier può essere considerata come una « pompa di calore » che, tramite la corrente elettrica, assorbe, in modo assolutamente statico, delle calorie sulla faccia « fredda » e le libera sulla faccia « calda ». L'assorbimento di calore sulla faccia fredda, che è proporzionale alla corrente, si traduce necessariamente in un raffreddamento.

Il bilancio termico della batteria è determinato da (fig. 2):

1) Assorbimento di calore sulla faccia fredda (effetto Peltier = $\pi . I$).

2) Produzione di calore per effetto Joule, evacuato sulla faccia fredda (Perdite = $RI^2/2$).

3) Produzione di calore sulla faccia calda.

4) Perdite per conduzione termica attraverso la batteria ($L.\Delta\ T$).

L'effetto Joule agisce parzialmente come effetto parassita e varia in proporzione al quadrato dell'intensità di corrente mentre l'effetto Peltier varia linearmente in funzione dell'intensità di corrente e pertanto si avrà un valore di corrente ottimo che permetterà di ottenere la massima differenza di temperatura tra le due facce. Per dei valori di corrente superiori a quello ottimo le perdite per effetto Joule divengono preponderanti e fanno diminuire la potenza refrigerante, e pertanto è inutile e dannoso lavorare con correnti maggiori a questo valore (fig. 3).

Questo valore ottimo della corrente dipende dal coefficiente termoelettrico del materiale, dalla sua resistività ϱ ma anche dalle particolarità costruttive della batteria. L'assorbimento di calore sulla faccia fredda, cioè *Q* utile, o potenza frigorifera della batteria, si esprime in watt (1 W = 0,24 calorie o frigorie al secondo).

Fig. 1a - Termocoppia elementare di una batteria Peltier.

(*) *Bollettino Tecnico d'Informazione Philips*, n. 45, pag. 57.

Fig. 1b - Diagramma dei potenziali di una termocoppia sviluppata in senso rettilineo.

Fig. 2 - Bilancio termico della batteria.

Fig. 4 - Schema elementare dell'effetto Peltier.

Fig. 5 - Batteria refrigerante ad effetto Peltier tipo PT 20/20.

Prendiamo per esempio il caso di una batteria che produca 20 W di potenza frigorifera utile, cioè circa 20/4 = 5 frigorie al secondo; potremo raffreddare 5 grammi d'acqua di 1°C in un secondo, oppure 1 grammo d'acqua di 5°C in un secondo.

Riassumendo potremo dire che l'effetto Peltier consiste nell'assorbimento (o nella liberazione) di una quantità di calore *Q* alla giunzione di due conduttori eterogenei nei quali venga fatta passare una corrente continua (fig. 4).

La potenza frigorifera teorica *Q* Peltier è data dall'equazione:

Q Peltier = π (coefficiente Peltier). *I* (corrente della batteria).

$\pi = a.T_f$.

T_f = temperatura della faccia fredda in °K.

a = potere termoelettrico (tensione termoelettrica per un grado di differenza di temperatura).

Si avrà allora: Q utile $= \pi.I - RI^2/2 - L.\Delta\ T$

dove:

Q utile = potenza frigorifera della batteria;

$\pi.I = Q$ Peltier, o calore assorbito per effetto Peltier;

$RI^2/2$ = calore per effetto Joule dissipato sul lato freddo (*R* è misurata in corrente alternata);

$L\ \Delta\ T$ = calore trasmesso per conduzione termica;

L = conduttività termica globale;

$\Delta\ T$ = differenza di temperatura tra la faccia calda e la faccia fredda.

Riassumendo:

La potenza frigorifera reale della batteria è inferiore alla sua potenza teorica a causa delle perdite dovute all'effetto Joule e alla conduzione termica = $L.\Delta\ T$.

La differenza di temperatura fra la faccia calda e quella fredda è espressa dal termine $\Delta\ T$, ed è massima quando il potere frigorifero è nullo.

$$\Delta\ T_{max} = \frac{(T_f)^2 \times Z}{2}$$

T_f = temperatura della faccia fredda.

Il termine *Z* rappresenta il fattore di merito o efficienza termoelettrica del materiale, determinato dalle caratteristiche λ, ϱ, ed α del materiale.

Il ΔT_{max} è direttamente proporzionale a *Z*.

$$Z = \frac{\alpha^2}{\lambda \times \varrho}$$

Z viene espresso in °C^{-1};

α = potere termoelettrico in V/°C;

λ = conduttività termica, in W per grado e per centimetro;

ϱ = resistività elettrica, in Ω cm.

Il fattore di merito *Z* che così si ottiene è dell'ordine di grandezza di $2 \cdot 10^{-3}$ °C^{-1} per materiali semiconduttori ottenuti per sinterizzazione, i quali presentano una stabilità meccanica molto superiore rispetto a quelli ottenuti per cristallizzazione.

Fig. 3 - Potenza refrigerante (P_k) in funzione della corrente di alimentazione.

2. - TECNOLOGIA

Nella realizzazione pratica delle batterie Peltier l'accoppiamento termico tra le termocoppie e le piastre di dissipazione in rame presenta notevoli difficoltà. È necessario ottenere un buon isolamento elettrico tra gli elementi in rame che collegano i semiconduttori e le piastre in rame delle facce fredda e calda, e nel contempo realizzare una conduzione termica assai elevata tra le termocoppie e le piastre stesse. Normalmente questo problema viene lasciato all'utilizzatore, tuttavia nel caso delle batterie Philips questa difficoltà è superata impiegando nella costru-

Fig. 7 - Temperatura della faccia fredda T_k e differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la corrente come parametro ad una temperatura della faccia calda T_w = 20°C.

Fig. 8 - Temperatura della faccia fredda T_k e differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la corrente come parametro ad una temperatura della faccia calda T_w = 40°C.

Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro della batteria Peltier tipo PT 20/20.

zione un legante speciale che assicura una buona conduzione termica ed un isolamente elettrico assai elevato.

3. - PRESENTAZIONE DELLE BATTERIE

Le caratteristiche che seguono sono valide per batterie complete, pronte per l'impiego, cioè si è tenuto conto dell'influenza del montaggio meccanico e dell'isolamento elettrico tra la faccia utile e le termocoppie elementari.

4. - BATTERIA REFRIGERANTE AD EFFETTO PELTIER TIPO PT20/20

La batteria Peltier tipo PT 20/20 (fig. 5) è composta da 20 termocoppie elementari del tipo già descritto collegate elettricamente in serie.

I fori di montaggio servono per il fissaggio sul recipiente o sullo scambiatore di calore e non vi sono posizioni preferenziali di montaggio.

Nella fig. 6 sono riportate le dimensioni della batteria PT 20/20.

4.1. - Dati caratteristici

Corrente di lavoro ottima: ~ 20 A.
È necessario che la faccia calda sia opportunamente raffreddata (è consigliabile che la sua temperatura non superi i 55°C).
Tensione corrispondente alla corrente di lavoro ottima: ~ 2 V.
Resistenza d'isolamento tra i cavi di alimentazione e le superfici di scambio termico: 100 kΩ.

4.2. - Valori limite

Picco massimo di corrente permesso per 5 secondi: 30 A.

Massima ondulazione di corrente permessa: 10% (un'ondulazione maggiore riduce la capacità frigorifera).

Massima tensione permessa tra i cavi di alimentazione e le superfici di scambio termico: 20 V.

Massima temperatura permessa sulla faccia calda: 90°C. Le figg. 7 e 8 mostrano le curve della capacità frigorifera Q_k rispettivamente per una temperatura della faccia calda T_w di 20°C e 40°C.

Fig. 9 - Variazioni della differenza di temperatura (ΔT) e della potenza frigorifera Q_k con la temperatura della faccia calda T_w come parametro.

Fig. 10 - Schema elettrico di un alimentatore per una batteria Peltier tipo PT 20/20.

Fig. 11 - Batteria refrigerante ad effetto Peltier tipo PT 48/6.

Tali curve sono state ricavate in aria immobile senza particolari isolamenti termici.

4.3. - Dati pratici

La batteria funziona solamente in corrente continua (fare attenzione alla polarità indicata sui fili di alimentazione) ed è necessario un raffreddamento adeguato sulla faccia calda, perchè una batteria in funzione senza raffreddamento sulla faccia calda viene rapidamente distrutta.
Le superfici di scambio termico sono ricoperte contro l'ossidazione da un sottile strato protettivo che deve essere tolto prima di mettere in funzione la batteria.
Se si desidera fare delle saldature sulla faccia fredda (per esempio per migliorare lo scambio di calore) è consigliabile impiegare:

- bismuto 40,95%
- piombo 22,10%
- indio 18,10%
- stagno 10,65%
- cadmio 8,20%

Temperatura di saldatura: 55 °C.
Decappante: bicloruro d'idrazina.
Il grafico della fig. 9 mostra le variazioni della differenza di temperatura (ΔT) e della potenza frigorifera Q_k con la temperatura della faccia calda T_w come parametro.

4.4. - Raffreddamento

Per il raffreddamento della parte calda della batteria PT 20/20 è stato studiato uno scambiatore di calore a circolazione d'acqua.
Per il raffreddamento ad aria si deve avvitare sulla faccia calda una piastra di rame che porta saldate alette pure di rame.
In molti casi è sufficiente l'aria convogliata su questo dispositivo da un piccolo ventilatore.
I valori della dimensione, spessore e distanza tra le alette di raffreddamento per ottenere il migliore rendimento dipendono grandemente dalla velocità dell'aria. In generale alette di rame di 1 mm di spessore e 50 mm di altezza poste ad intervalli di 3-6 mm danno buoni risultati.
Per un raffreddamento in aria per pura convezione le alette debbono essere il più grande possibile con spessore di 1 mm e poste ad intervalli di almeno 8 mm.

4.5. - Alimentazione

La fig. 10 mostra lo schema elettrico di un alimentatore per una batteria PT 20/20.
Tale alimentatore deve essere collegato ad una sorgente di 220 V a 50 Hz.
L'ondulazione della corrente continua fornita alla batteria con tale tipo di alimentatore non dovrebbe superare il 3%.

5. - BATTERIA REFRIGERANTE AD EFFETTO PELTIER TIPO PT 48/6

La batteria Peltier tipo PT 48/6 (fig. 11) grazie alla sua limitata corrente di alimentazione (max. 6 A), è particolarmente adatta per i sistemi di raffreddamento in cui si debba controllare la capacità frigorifera.

5.1. - Costruzione

La batteria è composta da 48 termocoppie elementari collegate elettricamente in serie ed è provvista di un adeguato isolamento elettrico.

Le superfici di contatto sono ricoperte contro l'ossidazione da un sottile strato protettivo che deve essere tolto prima di mettere in funzione la batteria.

Nella fig. 13 sono riportate le dimensioni della batteria PT 48/6.

5.2. - Dati caratteristici

Massima corrente di lavoro: 6 A cc.

Tensione corrispondente alla massima corrente di lavoro: ~ 4,8 V cc.

Resistenza interna: ~ 800 mΩ

ΔT max (con temperatura della faccia calda T_w = 20 °C): 48 °C

Massima capacità frigorifera (ΔT = 0): 13,5 W

Massima temperatura ammissibile: 100 °C.

5.3. - Sforzi meccanici permessi

La batteria Peltier non deve essere impiegata come elemento di costruzione per la trasmissione di potenza meccanica.

Il massimo carico di compressione non deve superare 0,5 kg/cm².

Il massimo carico di trazione non deve superare 0,02 kg/cm².

Il massimo sforzo trasversale in direzione diagonale non deve superare 1 kg.

5.4. - Prove di durata

La batteria supera le seguenti prove di durata:

a) funzionamento continuo per 10.000 ore alla massima corrente;

b) 3.000 interruzioni: 20 minuti inserita, alla massima corrente, 20 minuti disinserita;

c) prova di commutazione: durante 2.000 ore la batteria è fatta funzionare ad una temperatura di 10-20 °C su una faccia e sull'altra alternativamente 20 minuti a — 25 °C e 20 minuti a + 80 °C.

5.5. - Raffreddamento

È necessario provvedere ad un adeguato raffreddamento della faccia calda della batteria poichè un funzionamento

Fig. 13 - Dimensioni d'ingombro della batteria Peltier tipo PT 48/6.

anche breve senza raffreddamento produce danni irreparabili alla batteria.
A tale scopo la batteria PT 48/6 viene normalmente fornita già equipaggiata con uno scambiatore di calore saldato sulla faccia calda (PT48/6 DW).
Per esigenze speciali e su richiesta possono essere allestite batterie fornite di scambiatore di calore saldato sulla faccia fredda (PT 48/6 WD) o con due scambiatori, uno sulla faccia fredda ed uno sulla faccia calda (PT 48/6 WW).
Se è necessario svincolarsi dalla sorgente dell'acqua di raffreddamento si può impiegare il sistema di raffreddamento a circolazione d'acqua della fig. 15.
La pompa *P* fa circolare l'acqua di raffreddamento attraverso lo scambiatore di calore della batteria; l'acqua calda passa attraverso il radiatore *E* dove dissipa le sue calorie verso l'ambiente. Se è necessario, il radiatore può essere ventilato con aria forzata.

5.6. - Alimentazione

Se per alimentare la batteria è necessario trasformare la corrente alternata di rete (per fornire le forti correnti a bassa tensione alla batteria Peltier) e raddrizzarla, si deve porre una cura particolare al filtraggio ed alla regolazione della corrente raddrizzata.
Infatti ogni componente di corrente alternata che si sovrappone alla corrente continua non contribuisce assolutamente alla produzione del freddo e non fa che aumentare le perdite per il calore prodotto per effetto Joule.
Un alimentatore a bassa tensione adatto per la batteria Peltier PT 48/6 può essere realizzato secondo lo schema di fig. 16 o di fig. 17.
Bisogna evitare che l'ondulazione di corrente raggiunga valori troppo elevati altrimenti si avrebbe una diminuzione della differenza di temperatura ΔT nelle proporzioni indicate nella tabella seguente:

Ondulazione a 50 Hz	Diminuzione della differenza di temperatura ΔT	
5%	0,6%	0,3 °C
10%	1%	0,5 °C
20%	2,5%	1,25 °C
30%	5,7%	2,9 °C
40%	8,5%	4,3 °C
50%	13%	6,5 °C

6. - CONSIGLI PER IL MONTAGGIO DELLE BATTERIE PELTIER

L'oggetto da raffreddare, sia esso un solido o un recipiente contenente liquido o gas, deve essere posto in contatto termico (il migliore possibile) con la faccia fredda della batteria Peltier, la quale è elettricamente isolata in modo perfetto rispetto alla batteria. La faccia calda deve essere raffreddata dal passaggio di un fluido che ha il compito di asportare il calore « pompato » dall'oggetto da refrigerare.
Tuttavia, essendo l'aria un cattivo conduttore di calore, è necessario porre del grasso o dell'olio di silicone tra la faccia fredda e la parete dell'oggetto da raffreddare, in modo da evitare le perdite termiche che possono raggiungere 5 o 10 °C rispetto alla temperatura della faccia fredda (fig. 18).
Si potrebbe impiegare la glicerina, ma bisogna tener presente che essa è igroscopica.
Se l'isolamento termico della faccia fredda (o dell'oggetto da raffreddare) è imperfetto, si produrranno delle fughe di calore verso questo punto che aumentano la potenza da assorbire e di conseguenza diminuiscono la differenza di temperatura (ΔT) realizzabile con una potenza frigorifera data. È dunque particolarmente importante controllare la qualità dell'isolamento termico della faccia fredda e dell'oggetto da raffreddare.
Se la capacità di una sola batteria Peltier si dimostra insufficiente, cioè se le frigorie da fornire superano la potenza frigorifera di una sola batteria, è necessario impiegarne più di una, ed esse verranno collegate elettricamente in serie. Dal punto di vista termico possiamo considerare queste batterie come funzionanti in parallelo nel senso che ciascuna di esse assorbe individualmente una certa quantità di calore.
Ne segue che le capacità frigorifera si sommano senza che la differenza di temperatura ΔT vari.
Per ottenere una regolazione possiamo segnalare la possibilità di montare sulla faccia fredda un termostato, che interromperà l'alimentazione al punto di utilizzazione desiderato (regolazione del tipo « tutto o niente »).
È importante ricordare che in caso di rottura accidentale di una batteria bisognerà premunirsi contro una eventuale liberazione di tellururo di idrogeno al contatto con l'acqua o con il vapor d'acqua. Questo gas è tossico e pericoloso, e può inquinare anche l'acqua di raffreddamento.
Le batterie Peltier Philips sono normalmente protette contro questo pericolo mediante un rivestimento in plastica.

7. - APPLICAZIONI DELLE BATTERIE PELTIER

In generale, il raffreddamento ottenuto con batterie Peltier presenta i seguenti vantaggi:
1) Facile messa in opera:
Miniaturizzazione dell'elemento refrigerante.
Peso minimo: circa 300 grammi.
Ingombro ridotto, e quindi possibilità di montaggio in piccoli spazi inaccessibili ad altri sistemi di raffreddamento.
2) Facilità di funzionamento:
Regolazione progressiva.
Comparsa immediata del freddo su una piccola piastra.
Possibilità d'inversione della temperatura sulle due facce (la faccia fredda diviene calda e viceversa) mediante la semplice inversione del senso della corrente. Questa operazione può essere programmata in modo automatico senza difficoltà.
3) Funzionamento statico:
Nessuna parte in movimento.
Silenzio assoluto durante il funzionamento.
Assenza di vibrazioni.
Nessuna produzione di disturbi elettrici.
Nessuna usura.
Funzionamento indipendente dalla posizione della batteria.
4) Lunga durata di vita.

7.1. - Esempi di applicazioni

Illustreremo qui di seguito alcuni esempi pratici di applicazione delle batterie Peltier.

7.2. - Raffreddamento della piastrina portaoggetti di un microscopio

Il sistema di illuminazione del campo di un microscopio, quando sia troppo intenso, può provocare un riscaldamento tale da portare alla distruzione del campione, specie se si tratta di una preparazione biologica. Una batteria Peltier collegata alla piastrina portaoggetti permette di evitare questo inconveniente e di conservare in ottime condizioni il preparato da studiare.

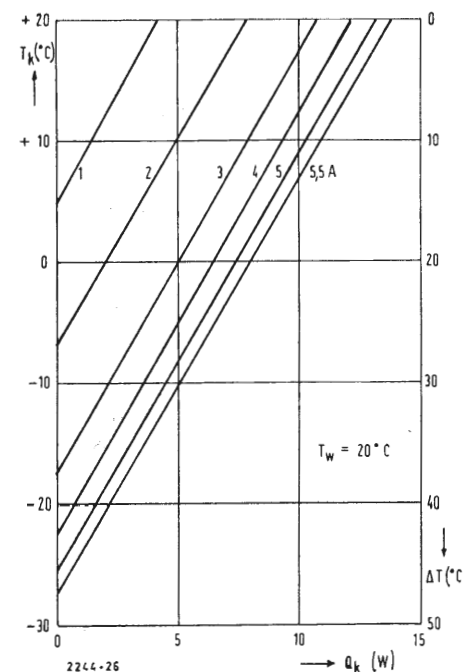



Fig. 12 - Temperatura della faccia fredda T_k e differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la corrente come parametro ad una temperatura della faccia calda T_w di 20°C.

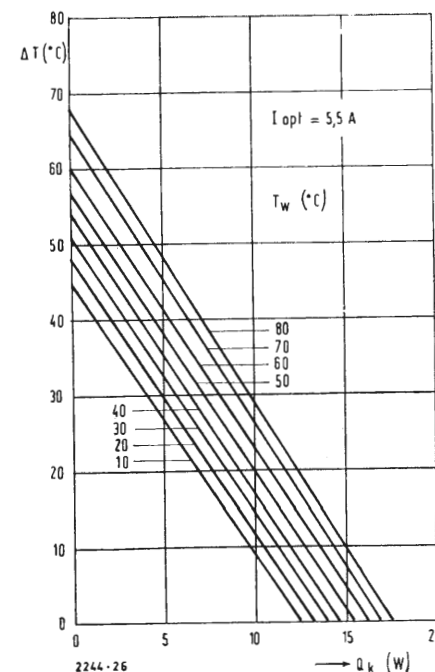



Fig. 14 - Differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la temperatura della faccia calda T_w come parametro alla corrente di lavoro ottima I_{opt}.

Fig. 15 - Sistema di raffreddamento a circolazione d'acqua.

Fig. 16 - Schema elettrico di un alimentatore per batterie Peltier tipo 48/6

Fig. 17 - Schema elettrico di un alimentatore per batterie Peltier tipo 48/6.

Fig. 18 - Esempio di montaggio di una batteria Peltier.

Fig. 19 - Realizzazione pratica di un dispositivo per il raffreddamento di provette.

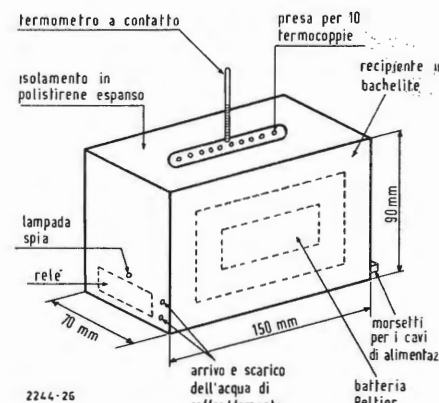



Fig. 21 - Realizzazione pratica di un dispositivo per il riferimento della temperatura a 0°C.

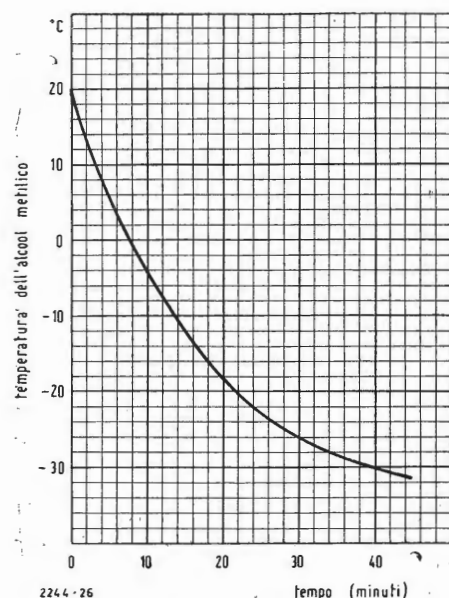



Fig. 20 - Diminuzione di temperatura di un litro di alcool metilico in funzione del tempo quando il raffreddamento è ottenuto con acqua a 10 o 12°C.

È ugualmente facile riscaldare questa piastrina invertendo la polarità della corrente; la temperatura può allora essere regolata a qualsiasi valore compreso tra — 35 °C e + 80 °C.
Questo dispositivo può anche essere utilizzato per la determinazione di diversi punti di fusione, per ricerche su procedimenti di congelazione, per lo studio di fasi di trasformazioni diverse ed anche per procedere a ricerche sulla sensibilità di certe materie a diverse temperature, in biologia ed in medicina.

7.3. - Raffreddamento di provette (per apparecchiature di laboratorio)

Un montaggio molto semplice può essere effettuato come mostra la fig. 19.
Questa realizzazione può essere di grande aiuto in tutti i laboratori in generale.
I contatti termici possono essere migliorati per mezzo di olio di silicone.
La temperatura scende al di sotto di 0 °C in meno di 5 minuti, ed invertendo il senso della corrente la temperatura nelle provette può variare tra — 20°C e + 70°C.
Materiale impiegato:
1 batteria Peltier PT 48/6.
1 recipiente in bachelite chiuso con le seguenti dimensioni: altezza 90 mm, larghezza 70 mm, profondità 150 mm.
6 tubetti in rame del diametro di 15 mm arrivano a filo della sommità del recipiente e servono da contenitori per le provette.
L'isolamento termico è ottenuto mediante polistirene espanso.

7.4. - Riferimento di temperatura a 0 °C

Una realizzazione semplice e pratica è quella di fig. 21. Materiali impiegati:
1 batteria Peltier PT 48/6.
1 termometro a contatto (precisione ± 2/10 °C).
1 relè con potere d'interruzione di 5 A (300 Ω).
1 lampada spia di funzionamento dell'apparecchiatura.
Utilizzazione: da 10 a 12 termocoppie.

7.5. - Contenitore termostatico

È possibile realizzare un contenitore termostatico che, munito di un termometro a contatto, può regolare una gamma di temperatura determinata.
Per questa applicazione, più batterie possono essere collegate in serie (fig. 22).
Per esempio il contenitore può essere realizzato con le seguenti dimensioni:

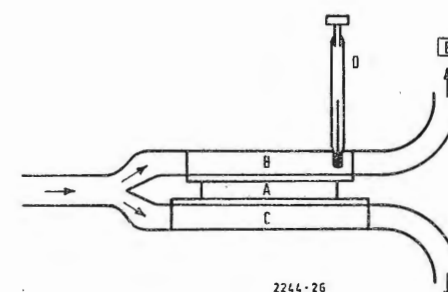
a) Dimensioni esterne

lunghezza 270 mm
larghezza 210 mm
altezza 260 mm

b) Dimensioni interne

lunghezza 190 mm
larghezza 120 mm
altezza 180 mm

Il doppio coperchio può essere realizzato in materiale plastico trasparente (metacrilato di metile) con fori per il passaggio del termometro, dell'agitatore, ecc.
La costruzione di tale coperchio può variare a seconda degli scopi per i quali è destinato il contenitore.
Con 6 batterie tipo PT 48/6, la massima potenza frigorifera può raggiungere 130 W (con $\Delta T = 0$).
La curva di fig. 20 mostra la diminuzione di temperatura di un litro di alcool metilico in funzione del tempo quando il raffreddamento è ottenuto con acqua a 10 o 12 °C.
Un'apparecchiatura di questo tipo può essere utilmente installata a bordo della vettura di un medico o di un veterinario per la conservazione ed il trasporto di flaconi di sangue o di plasma.

Fig. 22 Realizzazione pratica di un contenitore termostatico.

Si può anche realizzare una versione per appartamenti, alberghi o « bungalow », dandole l'aspetto illustrato in fig. 23.
Questi apparecchi, completati con una termocoppia e con un sistema di regolazione elettronico, possono costituire dei contenitori a temperatura costante.

7.6. - Montaggio in cascata

Nei casi in cui è difficile ottenere il salto di temperatura desiderato con una sola batteria si può risolvere il problema montando più batterie Peltier in cascata termica, cioè in modo che la faccia fredda del primo stadio venga utilizzata per raffreddare la faccia calda dello stadio seguente e così via. L'alimentazione elettrica si effettua separatamente.
In tutti i casi è necessario controllare che esista un buon contatto termico tra i vari stadi del montaggio in cascata interponendo, se è necessario, tra stadio e stadio un leggero strato di olio di silicone.

7.7. - Termostato per laboratorio

La fig. 24 mostra lo schema di un termostato equipaggiato con batterie Peltier funzionante nella gamma di temperature comprese tra — 20°C e + 30 °C che trova pratico impiego specialmente nei laboratori chimici.
Infatti può essere impiegato, per esempio, per:
a) controllo di bagni caustici;
b) trattamenti di sostanze molto sensibili alle variazioni di temperatura;
c) regolazione (rallentamento) di reazioni chimiche;
d) misura di varie grandezze fisiche, tra cui:
— punto d'infiammabilità
— punto di fusione e punto di solidificazione di miscele
— viscosità
— dilatazione termica.
La regolazione dell'apparecchio funziona secondo il principio del « tutto o niente », e la precisione della regolazione raggiunge ± 0,2 °C. Il raffreddamento è ottenuto con quattro batterie Peltier tipo PT 20/20. La potenza frigorifera massima è di circa 90 W.

7.8. - Termostato per aria compressa

È spesso utile poter disporre di una corrente d'aria (compressa o no) per mantenere a temperatura costante per esempio cellule fotoelettriche, rivelatori per infrarossi, soluzioni di reagenti in provette, ecc.
Il termostato rappresentato in fig. 25 è costituito da una batteria Peltier tipo PT 20/20, che dovrà essere munita di alette sia sulla faccia fredda che su quella calda.
La maggior parte della corrente d'aria è utilizzata per raffreddare la faccia calda, ma una parte (circa un quarto) passa sulla faccia fredda e può quindi essere diretta sull'oggetto che si vuole mantenere a temperatura costante (*E*).
Con l'impiego di un termometro a contatto la temperatura può essere mantenuta costante a ± 0,5 °C.
Se la temperatura dell'aria ambiente in arrivo varia tra 18 ÷ 38°C, la corrente d'aria in uscita può essere mantenuta ad una temperatura di 18 °C con una portata di 30 litri al minuto. *A.*

Fig. 25 - Esempio pratico di un termostato per aria compressa. *A* = Batteria Peltier; *B* = Faccia fredda; *C* = Faccia calda; *D* = Termometro a contatto; *E* = Aria raffreddata.

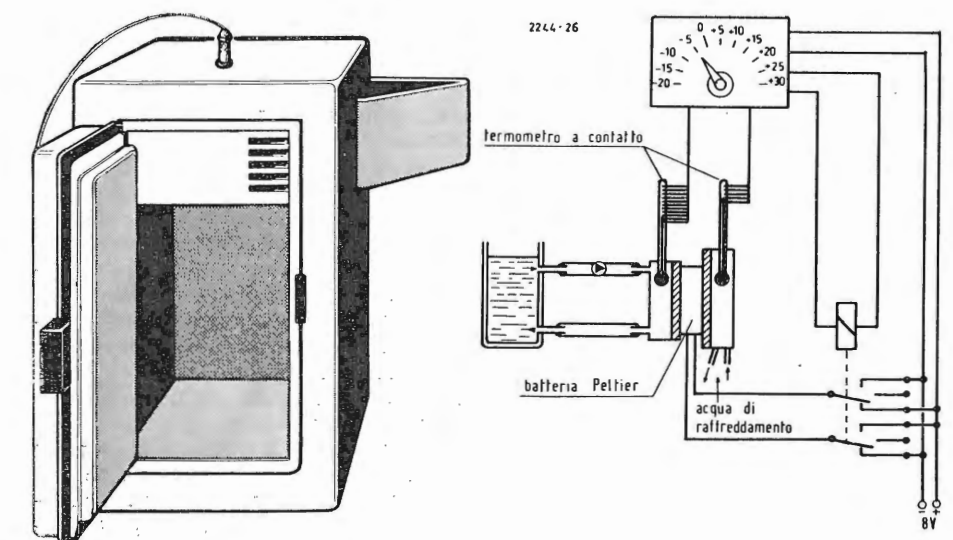



Fig. 23 - Realizzazione di un contenitore termostatico per appartamenti, alberghi ecc.

Fig. 24 - Esempio pratico di un termostato per laboratori chimici.

(*a cura dell'ing. Franco Simonini*)

per. ind. Renato Magnani

Radiogoniometro Columbian mod. Aqua - Guide

Fig. 1 - Foto dello strumento.

1. - GENERALITA'

Il crescente numero di persone che posseggono una barca e l'attualità della stagione ci hanno spinti a prendere in esame un nuovo tipo di radiogoniometro per marina, da diporto, a seguito dell'articolo pubblicato in gennaio su questa stessa rubrica.

Il radiogoniometro è tra gli accessori navali forse il più utile in quanto permette una facile e sicura determinazione del punto-nave. Il modello Aqua-Guide della COLUMBIAN, preso in considerazione, si presenta assai interessante in quanto riunisce in un unico apparato sia un goniometro ad indicazione ottica che il radiogoniometro vero e proprio.

In visibilità ottica di punti di riferimento è quindi possibile effettuare il rilevamento del punto-nave come con un normale goniometro, senza accendere l'apparecchio; sulla parte superiore dell'incastellatura dell'antenna in ferrite sono infatti montati due traguardi ripiegabili per il rilevamento ottico della posizione.

In caso di non visibilità (per lontananza della costa, nebbia, ecc.) od in mancanza di precisi punti di riferimento si potrà procedere al rilevamento, per mezzo del radiogoniometro come si vedrà più avanti. Il radiogoniometro Aqua-Guide è costituito essenzialmente da un ricevitore supereterodina di alta qualità completamente transistorizzato, e quindi di facile alimentazione a basso consumo, equipaggiata con una antenna direzionale a telaio in ferrite.

L'alimentazione è incorporata per mezzo di 9 celle per fotoflash da 1,5 V che permettono una durata media di funzionamento di 300 ore.; è previsto un controllo di efficienza delle pile mediante lo stesso indicatore di sintonia.

La costruzione meccanica è assai robusta e di buona rifinitura; sulla parte superiore dell'apparato è installata la antenna di direzione con il goniometro ad indicazione ottica.

La scala graduata in gradi è ampia e quindi di agevole lettura; sulla scala è tracciato, corrispondentemente ad ogni angolo, il valore dell'angolo reciproco in modo da evitare di dover effettuare questo calcolo quando si debba riportare il valore di angolazione, rilevato dal radiogoniometro, sulla carta di navigazione.

2. - DESCRIZIONE SCHEMA ELETTRICO

Il segnale a radiofrequenza captato dall'antenna direzionale in ferrite viene inviato, tramite il condensatore C_1, al commutatore di gamma che provvede a selezionare le bobine della banda prescelta.

Come si può notare dallo schema elettrico (fig. 2) il circuito d'ingresso del radiogoniometro non è di tipo simmetrico, contrariamente alle normali regole di costruzione di questo tipo di strumento (si veda infatti il radiogoniometro HEATHKIT presentato sul numero di gennaio). In teoria questo potrebbe provocare un'anomalia del funzionamento del radiogoniometro, nota come « effetto antenna », tale per cui non si ha un buon annullamento della ricezione del segnale quando la trasmittente è perpendicolare alla spira dell'antenna direzionale.

In pratica l'ing. Simonini, responsabile della nostra rubrica, ha potuto constatare personalmente la netta diminuzione di segnale, e la conseguente buona definizione che risulta essere superiore ad 1°, che si ha quando l'antenna risulti sulla direzione della trasmittente; questo è probabilmente ottenuto con artifici ed accorgimenti costruttivi che non compaiono dallo schema.

Il segnale viene inviato al primo transistor 2N 1426 che funziona come amplificatore di radio frequenza in modo da aumentare la sensibilità dell'apparato e, dal collettore di questo, viene inviato, tramite il commutatore di gamma, alla bobina relativa alla banda di funzionamento. Da qui viene quindi accoppiato al secondo transistor 2N 1426 che funziona da stadio convertitore autoscillante.

I trasformatori $L_7 \div L_9$ costituiscono le bobine di reazione dell'oscillatore. Il segnale, convertito in frequenza intermedia a 455 kHz, viene quindi applicato a un normale amplificatore I.F. a due stadi, equipaggiato con due transistori 2N 1425 e con i trasformatori di media frequenza T_2 e T_3.

La rivelazione del segnale viene effettuata dal diodo 1N60, il segnale stesso è quindi applicato al potenziometro da 5 kΩ, regolatore di volume. La componente alternata del segnale rivelato è quindi prelevata per mezzo del condensatore C_{21} da 5 μF ed inviata allo stadio preamplificatore-pilota costituita dal transistore 2N408.

Un push-pull di 2N270 realizza l'amplificatore finale B.F. di potenza. La uscita è su di un normale altoparlante a 8 Ω; è prevista la possibilità di inserzione di una cuffia magnetica, per lo ascolto individuale. La componente continua del segnale rivelata è applicata all'amplificatore di misura costituito dal transistore 2N404 sul cui circuito di collettore è inserito lo strumento indicatore.

Con la chiusura dell'interruttore B.F.O. viene data alimentazione all'oscillatore relativo il cui funzionamento viene pretarato ad una frequenza superiore od inferiore di 2KHz alla frequenza di I.F.

Questo oscillatore, la cui uscita è applicata allo stadio di I.F., è necessario per la ricezione di trasmissioni non modulate. Infatti il battimento fra il segnale non modulato captato e il segnale generato dall'oscillatore di B.F. O. dà luogo ad un segnale utile B.F. di 2 kHz, perfettamente udibile nell'altoparlante.

L'apparecchio così come finora descritto sarebbe solo in grado di determinare la direzione di un trasmettitore e non il senso di provenienza del segnale in quanto il diagramma di ricezione dell'antenna a telaio è perfettamente

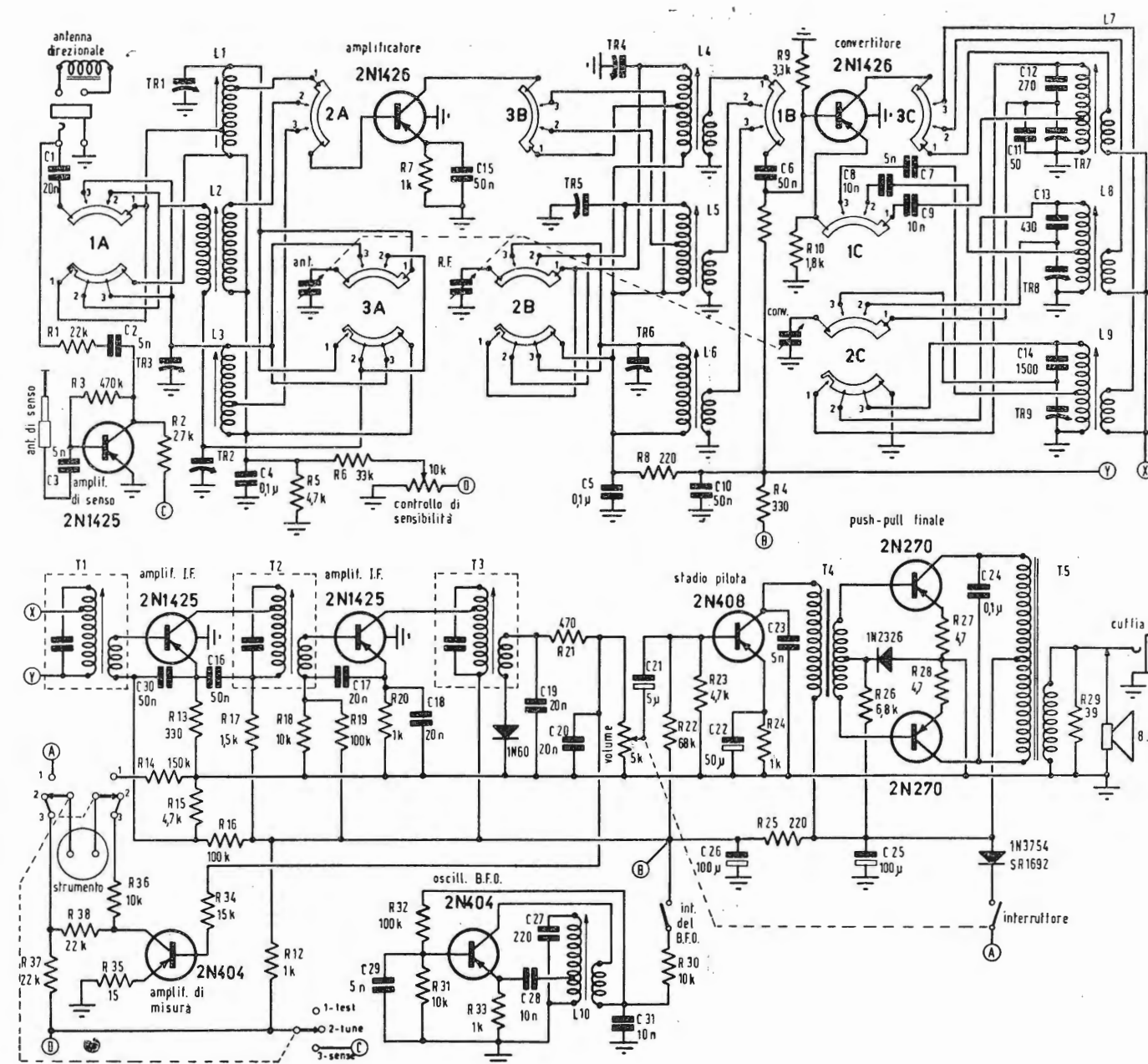



Fig. 2 - Schema elettrico.

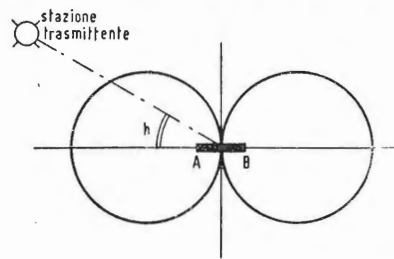



Fig. 3 - Diagramma di ricezione di antenna direzionale a telaio. Nella figura per semplicità si suppone l'antenna costituita da una sola spira rappresentata dal tratto A-B. Come si vede, il massimo di ricezione del segnale si ha quando l'angolo *h* fra il piano di avvolgimento della bobina e la direzione del segnale captato è uguale a zero; corrispondentemente si ha un minimo di ricezione (teoricamente zero) quando l'angolo *h* è uguale a 90°.

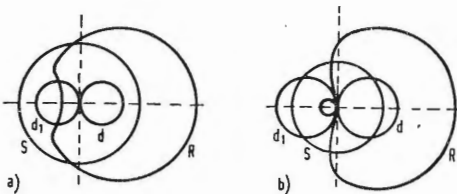



Fig. 4 - Diagrammi di ricezione risultanti dalla sovrapposizione di segnali captati da un'antenna direzionale a telaio (circonferenze « d » e « d_1 ») e da un'antenna a stilo (circonferenza « S »). In fig. 4a si presuppone che il segnale captato dall'antenna a stilo sia di ampiezza maggiore di quello captato dall'antenna a telaio; in fig. 4b il segnale dell'antenna a stilo è inferiore a quello dell'antenna direzionale. I diagrammi di ricezione risultanti (curva *R*) risultano nettamente dissimmetrici e permettono quindi di individuare il senso di provenienza del segnale; nel caso che l'ampiezza del segnale dell'antenna a stilo sia uguale a quello dell'antenna direzionale si otterrà un diagramma di ricezione a figura di cardioide, cioè con un massimo in un solo senso ed un annullamento completo del segnale nel lato opposto.

simmetrico e paragonabile ad un 8 (Fig. 3).
Occorre perciò provvedere l'apparecchio di un sistema atto a eliminare la incertezza di 180°; questo viene realizzato dall'amplificatore di senso, costituito dal transistor 2N1425.
Esso funziona nel seguente modo: si sa che ruotando il telaio si hanno due massimi valori di ampiezza del segnale e cioè in corrispondenza delle due posizioni, opposte di 180°, in cui il piano della bobina dell'antenna a telaio è parallelo alla direzione di propagazione delle onde; questi due massimi pur essendo uguali in ampiezza, data la simmetricità del diagramma di ricezione, sono però sfasati di 180°.
Se al segnale generato nell'antenna a telaio viene ora sovrapposto un segnale di ampiezza sufficiente, ma la cui fase non varia al variare dell'orientazione del telaio qual'è quello captato da una antenna a stilo, il segnale risultante avrà, al variare dell'orientamento del telaio, un diagramma di ricezione nettamente disimmetrico che si avvicina alla figura teorica del cardioide e permette quindi di individuare il senso di provenienza del segnale. Poichè il segnale captato dall'antenna a stilo è sfasato di 90° rispetto a quello captato dall'antenna a telaio il transistor 2N1425 svolge una funzione, oltre che di amplificatore, di sfasatore di 90° in modo da portare il segnale in uscita in fase od in opposizione con quello dell'antenna a telaio. Il segnale, in uscita dall'amplificatore di senso, viene direttamente collegato al lato « caldo » dell'antenna a telaio.
È interessante notare il diodo 1N3754 inserito in serie sull'alimentazione in modo da proteggere l'apparecchio da ogni accidentale inversione di polarità che potrebbe altrimenti danneggiarlo in modo assai grave.

3. - COMANDI DELL'APPARATO

1) Commutatore a tre posizioni per l'inserzione dell'amplificatore di senso, per la normale ricezione e posizione « Test » per la prova di efficienza delle pile di alimentazione. Con il commutatore in questa posizione l'indice dello strumento si porterà sulla zona verde per batteria a piena carica, gialla per batteria al limite della carica e rossa per batteria esaurita.
2) Interruttore per l'inserzione dell'oscillatore B.F.O.
3) Potenziometro per la regolazione della sensibilità del radiogoniometro.
4) Potenziometro regolatore di volume di uscita.
5) Comando di sintonia nell'ambito della gamma selezionata.
6) Commutatore a 3 posizioni: per la selezione delle bande di ricezione Marine, Broadcast, Beacon.
Sul frontale dell'apparecchio è inoltre presente l'uscita jack per l'inserzione della cuffia.

4. - INSTALLAZIONE DEL RADIOGONIOMETRO

Una installazione appropriata è basilare per una buona precisione delle indicazioni dell'Aqua-Guide, come del resto per ogni altro radiogoniometro, sia quando viene usato come goniometro ad indicazione ottica che quando viene usato come radiogoniometro.
Lo strumento deve essere installato parallelamente alla linea di chiglia della nave e sullo stesso piano della bussola di bordo, come indica la fig. 5.
L'apparecchio deve essere inoltre libero da ogni struttura metallica sovrastante in modo da evitare assorbimenti del segnale e dannose riflessioni.
La bussola deve distare circa un metro dal radiogoniometro; in caso ciò non sia possibile sarà necessario rilevare l'errore introdotto sulla bussola dalla vicinanza della massa magnetica del radiogoniometro e tenerne quindi conto.
Se il radiogoniometro è installato con le norme di cui sopra ed il natante è con poche e non grandi masse metalliche non è necessaria alcuna ulteriore taratura; in caso contrario, (per sistemazioni di fortuna, natante con scafo metallico, ecc.) sarà necessario tracciare una curva di calibrazione (fig. 6) che tenga conto dell'errore introdotto dalle

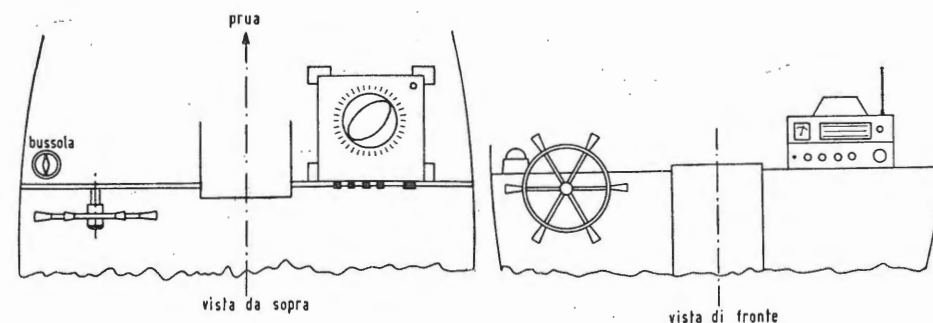



Fig. 5 - Installazione tipica del radiogoniometro.

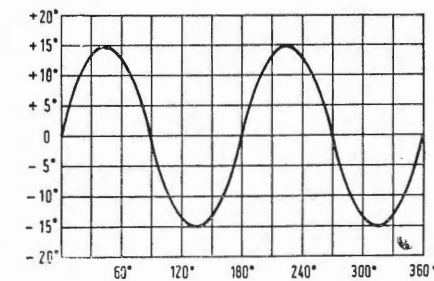



Fig. 6 - Esempio di curva di calibrazione per radiogoniometro installato su una nave a scafo metallico. Come si può vedere la curva è assai regolare e ciò è dovuto al fatto che le deviazioni del segnale sono dovute quasi esclusivamente allo scafo. Durante l'uso dello strumento si sommerà algebricamente il valore di errore in gradi trovato sulla scala delle ordinate, corrispondentemente all'angolo di rilevamento trovato, con l'angolo di rilevamento stesso.

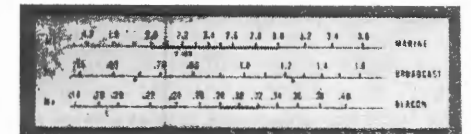



Fig. 7 - Riproduzione della scala di sintonia de radiogoniometro. Si noti che sulla scala della banda « Marine » viene tracciato il valore di 2,182 MHz, questo in quanto la commissione Federale delle Telecomunicazioni statunitense richiede che tutte le imbarcazioni siano provviste di un radiotelefono, usato come avvisatore, sui 2,182 MHz. Questa frequenza viene quindi messa in evidenza sulla scala parlante in modo da permettere una rapida sintonia.

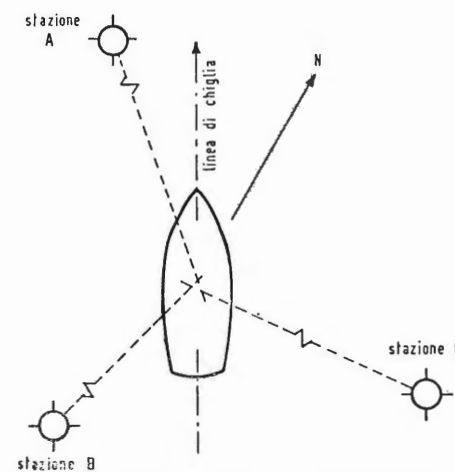



Fig. 8 - Esempio di rilevamento del punto nave mediante il rilevamento della posizione angolare rispetto a tre stazioni trasmittenti.

masse metalliche della nave le quali, quando vengono colpite dal segnale in arrivo, reirradiano come fossero antenne e possono quindi causare delle distorsioni nella direzione del segnale.
Durante il collaudo dell'apparato sarà quindi necessario portarsi in prossimità di una trasmittente facilmente individuabile anche per via ottica e confrontare i rilevamenti effettuati per via radiogoniometrica con quelli effettuati per via ottica; si riportano le differenze in gradi per ogni rilevamento effettuato su di un grafico fino ad ottenere una curva che permette di ricavare l'angolo da sommare algebricamente al rilevamento effettuato per ottenere quello effettivo; questo per ogni angolo di rilevamento. In navi con scafi metallici la curva di calibrazione risulterà praticamente una normale sinusoide; ciò è dovuto al fatto che le deviazioni sono dovute quasi solamente allo scafo stesso.

5. - USO DELLO STRUMENTO

In caso si voglia usare il radiogoniometro con una normale radioricevitore per la ricezione di trasmissioni da 540 kHz a 1,65 MHz le modalità di manovra sono uguali a quelle di un qualunque radioricevitore commerciale. Non è consigliabile effettuare rilevamenti radiogoniometrici servendosi dei trasmettitori commerciali in quanto questi, essendo generalmente lontani dalla costa, forniscono un segnale spesso distorto come direzione a causa delle riflessioni ed interferenze subite dal segnale durante il lungo percorso sulla terra-ferma.
Per il rilevamento della posizione mediante trasmettitori della banda Beacon (faro) si procede nel seguente modo: Si porta il commutatore di gamma in posizione Beacon e il commutatore di funzioni in posizione « Tune » (sintonia); il controllo di sensibilità dovrà essere tenuto al massimo. Si sintonizzi la stazione e la si identifichi mediante il segnale in codice trasmesso (diverso per ogni stazione Beacon); si ruoti l'antenna direzionale fino ad avere un annullamento ad un minimo del segnale. Si noti che, data la caratteristica simmetrica ad 8 dell'antenna direzionale, si avranno due minimi opposti di 180°. Se non vi sono dubbi circa il senso di provenienza del segnale si potrà procedere direttamento al rilievo del valore di angolazione trovato; in caso di incertezza si ricorra all'antenna di « Sense» come segue: lasciando la antenna direzionale sul minimo trovato si innalzi l'antenna a stilo per la determinazione del senso. Portato il commutatore di funzioni in posizione « Sense » si ruoti lentamente l'antenna direzionale nel senso della lancette dello orologio osservando lo strumento indicatore. Se questo indica un aumento del segnale la freccia bianca tracciata sulla custodia dell'antenna indica il senso di provenienza del segnale; in caso si abbia una diminuzione del segnale indicato dallo strumento il senso di provenienza sarà opposto all'indice della freccia.
Una volta determinato il senso si riporta il commutatore di funzione in posizione « Tune » e si procede ad un accurato rilevamento della direzione. Si rilevi ora la direzione di almeno altre due stazioni in modo da ottenere la formazione di un piccolo triangolo; la locazione dell'imbarcazione sarà all'interno di questa figura.
Si noti che non è possibile effettuare il rilevamento esatto della direzione con l'antenna e l'amplificatore di senso inseriti in quanto il diagramma di ricezione risultante non risulta adatto a definire con esattezza la direzione di propagazione del segnale col metodo dell'annullamento della ricezione come risulta chiaramente dalla fig. 4. *A.*

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Adriano Covi

Oscillatore RC della General Radio tipo 1310-A

Fotografia dello strumento.

QUESTO oscillatore riunisce numerose doti che difficilmente si trovano in un solo strumento e che quindi lo rendono particolarmente interessante.
Infatti presenta una banda molto ampia (da 2Hz a 2MHz): ha quindi larghe possibilità di applicazione; il limite inferiore (2 Hz) comprende il campo di funzionamento dei circuiti con accoppiamento in alternata e il limite superiore include la frequenza di 1 MHz alla quale vengono eseguite molte misure in alta frequenza su componenti.
La realizzazione è particolarmente accurata e robusta ed è contenuta entro dimensioni ridotte.
Cure particolari sono state poste soprattutto nella realizzazione del circuito che presenta miglioramenti sostanziali in molte caratteristiche del circuito oscillante, e soprattutto nel circuito di sincronizzazione in frequenza di nuova realizzazione.
Inoltre, i componenti che determinano la frequenza di oscillazione sono tutti con caratteristiche di alta stabilità e la loro bassa dissipazione di potenza assicura una frequenza di uscita molto stabile.
La deriva termica nel periodo di riscaldamento è inferiore allo 0,1% per le frequenze al di sopra dei 20 Hz.
Il circuito è transistorizzato e l'apparecchiatura ha un prezzo accessibile.

1. - DATI TECNICI

Frequenza: da 2 Hz a 2 MHz in 6 gamme; regolazione fine, con comando continuo demoltiplicato e quadrante di facile lettura.
Precisione di lettura: ± 2%.
Stabilità: deriva tipica durante il periodo di riscaldamento sotto lo 0,1%; dopo il periodo di riscaldamento 0,001 per cento (a breve termine: 1 minuto), 0,03% (a lungo termine 12 h); il tutto alla frequenza di 1 kHz.
Sincronizzazione: jack telefonico previsto per l'immissione di un segnale esterno di controllo.
Il campo di controllo è all'incirca del ± 3% per 1 V, di segnale di riferimento.
Il comando di frequenza può essere usato per un controllo di fase.
Potenza di uscita: 160 mW su 600 Ω.
Tensione di uscita: più di 20 V a circuito aperto regolabili a mezzo attenuatore (circa 50 dB).
Caratteristiche di frequenza: ± 2% da 20 Hz a 200 kHz, a circuito aperto o su carico resistivo di 600 Ω.
Impedenza di uscita: circa 600 Ω.
Distorsione: minore dello 0,25% da 50 Hz a 50 kHz, con carico lineare.
Ronzio: minore dello 0,02% indipendentemente dalla posizione dell'attenuatore.

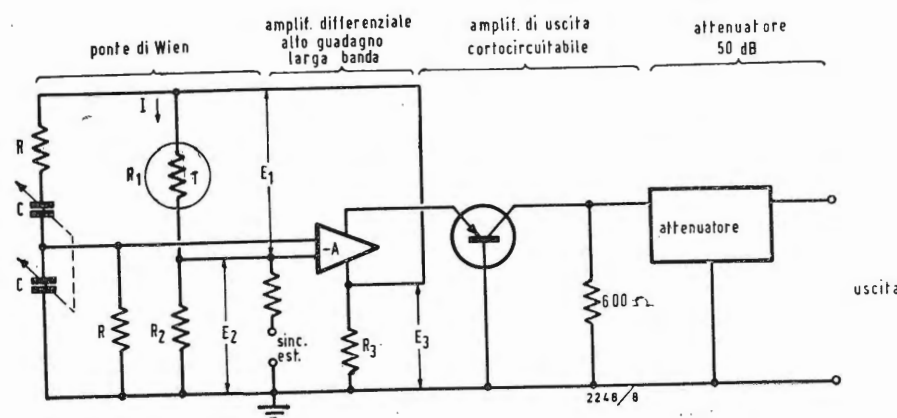



Fig. 1 - Circuito semplificato dell'oscillatore tipo 1310-A.

Sincronizzazione: alta impedenza, ampiezza costante, 0,8 V; uscita per uso con oscilloscopi, contatori o altri oscillatori.
Potenza richiesta: 12 W.
Alimentazione: da 105 a 125, da 195 a 235, o da 210 a 250 V da 50 a 400 Hz.
Dimensioni: 210 × 155 × 210 mm.
Peso: 3,6 kg.

2. - DESCRIZIONE TECNICA

Lo schema semplificato del generatore è rappresentato in fig. 1.
L'oscillatore è costituito da un ponte di Wien seguito da un amplificatore differenziale ad alto guadagno e larga banda; a questo segue un amplificatore di uscita e quindi un attenuatore a T ad impedenza costante.
Per il ponte di Wien, al posto della convenzionale lampada ad incandescenza con coefficiente di temperatura positivo posto nella metà inferiore del divisore di reazione negativa, è usato un termistore a coefficiente di temperatura negativo posto nella metà superiore del divisore (vedi fig. 1): questo per ottenere una costante ampiezza di oscillazione, ed è appunto grazie a questo circuito che si è ottenuta una curva di risposta in frequenza molto piatta.
L'amplificatore differenziale a larga banda e ad alto guadagno è stato usato per le sue caratteristiche di bassa distorsione e rumore ed inoltre per avere una alta inpedenza di ingresso e una bassa impedenza di uscita, caratteristiche queste indispensabili per un buon accoppiamento con il ponte di Wien.
Le caratteristiche dell'amplificatore assicurano che la frequenza delle oscillazioni dipendono solamente dai parametri R e C del ponte.
Per le alte frequenze nel ponte sono state usate resistenze a film metallico stabili e a basso coefficiente di temperatura, mentre per le basse si sono invece usate resistenze a carbone con involucro di vetro.
I tre più importanti fattori che possono causare variazioni nella ampiezza delle oscillazioni in un ponte di Wien sono:
1) valori di R non bilanciati per diverse gamme di frequenza.
2) valori di C non bilanciati quando la frequenza viene variata.
3) cambiamenti di guadagno o della fase dell'amplificatore al variare della frequenza.
Tutte queste variazioni influiscono in guadagno ad anello chiuso della combinazione ponte amplificatore, quindi per mantenere stabile l'ampiezza delle oscillazioni è necessario che il guadagno del divisore di controreazione vari al fine di mantenere il guadagno di anello pari alla unità.
Ora, per renderci conto dei vantaggi introdotti con l'uso del termistore nel divisore di controreazione, in sostituzione al più convenzionale sistema della lampada ad incandescenza, esaminiamo le caratteristiche dei due sistemi.
Nel caso di regolazione tramite lampada è inevitabile che il livello di uscita vari se varia il guadagno del divisore. Questo si può vedere meglio se ci riferiamo alla figura 2 che riporta le caratteristiche di E e I appunto nel caso della lampada ad incandescenza e dove i componenti, le tensioni e le correnti indicate corrispondono a quelli di fig. 1. Notiamo dunque che la tensione di uscita è $E_3 = E_2 + E_1$ e che il guadagno del divisore (R_1 e R_2) è E_2/E_3.
È evidente dalla fig. 2, che riporta l'andamento delle curve relative a questo caso, che, affinchè il rapporto E_2/E_3 possa cambiare, è indispensabile che vari la corrente nel partitore e se questa varia deve variare anche E_3: infatti la corrente in R_1 e R_2 dipende da E_3.
Vediamo ora la figura 3 che riporta l'andamento delle curve nel caso di regolazione tramite termistore.
Notiamo che l'andamento della curva R_1 (termistore) nell'area di funzionamento relativa alla I_1 ha un andamento di pendenza uguale ma di segno opposto a quello della R_2.
Quando le due caratteristiche vengono sommate per ottenere la curva che lega la E_3 alla I si ottiene una linea approssimativamente orizzontale. Concludendo, la tensione di uscita E_3 nel normale campo di funzionamento è indipendente dalla corrente, il rapporto E_2/E_3 è quindi libero di variare, al fine di mantenere il guadagno di anello pari ad 1 senza che la tensione di uscita debba cambiare.
Abbiamo fin qui visto il funzionamento e le caratteristiche dei primi stadi, vediamo ora i successivi.
Il transistore collegato a base comune, che segue l'oscillatore ha lo scopo di trasformare la sorgente di tensione costante costituita dall'uscita dell'oscillatore in una sorgente di corrente costante.
Il funzionamento del circuito è il seguente: poichè la tensione E_3 è costante, anche la corrente I che attraversa la R_3 sarà costante, ed una corrente uguale a questa scorrerà nel collettore del transistore poichè il suo guadagno di corrente è circa uguale a 1.
L'uscita del transistore è chiusa su di un carico di 600 Ω; un altro compito di questo stadio è quello di evitare che variazioni di carico possano riflettersi sulla resistenza R_3; questo e il fatto che la corrente di uscita è costante e perciò limitata, permettono a questo oscillatore di sopportare dei carichi elevati, anche un corto circuito senza che la forma d'onda d'uscita venga clippata.
Il circuito equivalente di uscita con il carico interno di 600 Ω è indicato in fig. 4a. Nella Figura 4b si può vedere invece il circuito trasformato secondo il teorema di Thevenin; esso può quin-

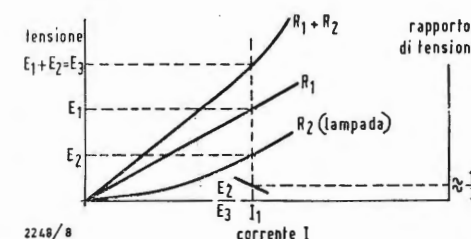



Fig. 2 - Caratteristiche tensione corrente del divisore regolatore di ampiezza del ponte di Wien con uso di una lampada ad incandescenza.

Fig. 3 - Caratteristiche tensione corrente del divisore regolatore di ampiezza per ponte di Wien con uso di un termistore.

Fig. 4 - Circuito equivalente di uscita (*a*) e trasformazione secondo Thèvenin (*b*).

di essere considerato come un generatore di tensione con resistenza interna di 600 Ω.

Questa trasformazione può essere fatta in quanto il parametro hob del transistore è molto inferiore alla conduttanza di carico. Il metodo di sincronizzazione usato nell'oscillatore tipo 1310 A è quello comunemente chiamato controllo ad iniezione.

Come si può notare dallo schema il segnale di sincronizzazione viene iniettato nell'anello di reazione (sinc. est.) e la funzione di trasferimento tra l'entrata di sincronizzazione e l'uscita dell'oscillatore si può considerare uguale alla risposta dell'oscillatore ad anello chiuso.

In fig. 5 è rappresentata la funzione di trasferimento diretta tra l'ingresso e l'uscita per un segnale iniettato di 0,1 V e una frequenza di 1 kHz.

Come si nota si ha un guadagno per la frequenza di oscillazione e una reiezione per le altre frequenze; questa reiezione riduce il ronzio, la distorsione e la modulazione di ampiezza e di frequenza.

Facciamo un esempio: se un segnale di 1 V alla frequenza di 1 kHz che ha il 10% (0,1 V) di distorsione di seconda armonica, è usato per sincronizzare l'oscillatore, all'uscita di questo la seconda armonica sarà circa 50 dB al di sotto della fondamentale riducendo così la distorsione al solo 3%.

Se l'oscillatore viene comandato con un segnale uguale al precedente solo con un'ampiezza di 0,5 V anzichè 1 V, questa volta poichè il livello di uscita ad 1 kHz è indipendente dal livello di ingresso la seconda armonica sarà scesa a 50 dB + 6 dB sotto la fondamentale cioè la distorsione sarà pari a 0,15%.

Possiamo quindi dedurre che, per un più elevato segnale di sincronizzazione, oltre che ad una riduzione di rumore distorsione e ronzio, corrisponde anche una variazione di banda; infatti più elevato è il segnale più stretta è la banda.

L'oscillatore, che è in pratica realizzato con 7 transistori ed 1 nuvistore, contiene anche un alimentatore stabilizzato che assicura un uniforme funzionamento per variazioni del ± 10% della tensione di rete.

3. - CARATTERISTICHE DI USCITA

Le forme d'onda di uscita hanno un alto grado di purezza e la distorsione armonica è inferiore allo 0,25% in tutto il campo della audio frequenza; questa bassa distorsione è sempre ottenibile, anche alla massima uscita, perchè essa rimane costante nella forma per qualsiasi carico lineare, anche un corto circuito. Nella fig. 6 è appunto rappresentata la distorsione armonica dell'oscillatore per circuito aperto, caricato con 50 Ω e con 600 Ω.

Il ronzio è garantito sempre inferiore allo 0,02% indipendentemente dal valore su cui è posizionato l'attenuatore, ed è tipicamente pari a 0,005%.

Il rumore a frequenze distanti 1 kHz dalla fondamentale, misurato in una banda da 5 Hz a 500 kHz è tipicamente inferiore allo 0,02%.

Il rumore nelle vicinanze della fondamentale è basso e questo permette di misurare la modulazione di ampiezza nelle registrazioni magnetiche, e la intermodulazione in qualsiasi apparato. La tensione di uscita (20 V) a circuito aperto è regolabile sopra un campo approssimativo di 50 dB per mezzo di un attenuatore.

La tensione di uscita è costante al variare della frequenza come mostrato in fig. 7 dove sono riportate le curve per diversi valori di resistenze di carico.

4. - SINCRONIZZAZIONE ESTERNA

Questo oscillatore dispone per la sincronizzazione esterna di un innesto per jack di tipo telefonico tramite il quale si può introdurre un segnale esterno. Il fenomeno della sincronizzazione è piuttosto semplice: ogni qualvolta la frequenza dell'oscillatore è vicina a quella del segnale introdotto, l'oscillatore si blocca sulla frequenza di questo segnale. L'introduzione di un segnale di ampiezza 1 V blocca l'oscillatore per variazione di frequenza di ± 3% del segnale iniettato, o della posizione del quadrante dello strumento.

La gamma di bloccaggio e la gamma di cattura sono identiche e proporzionali all'ampiezza del segnale di sincronizzazione per cui con tensioni di ingresso di 10 V o più si ottiene un blocco della frequenza anche per variazioni del 30% o 40%.

Per piccole tensioni di ingresso le caratteristiche di uscita sono essenzialmente le stesse che per il funzionamento normale; per tensioni più alte si possono avere aumenti di ronzio, rumore o distorsione se questi sono presenti nel segnale iniettato ma in ogni caso si ha una diminuzione rispetto a quelli presenti in ingresso.

Si possono anche ottenere per mezzo del comando della frequenza dell'oscillatore delle variazioni di fase tra ingresso e uscita.

In questo tipo di funzionamento l'oscillatore ha tutte le caratteristiche di un amplificatore a banda stretta: aumento della tensione e della potenza di uscita, riduzione del ronzio e della distorsione ed inoltre il vantaggio di un controllo automatico di livello.

Lo strumento può essere sincronizzato anche dalle armoniche del segnale iniettato e questo ne consente l'uso come moltiplicatore di frequenza.

Quando si eseguono misure sulla fondamentale o sulle armoniche della fre-

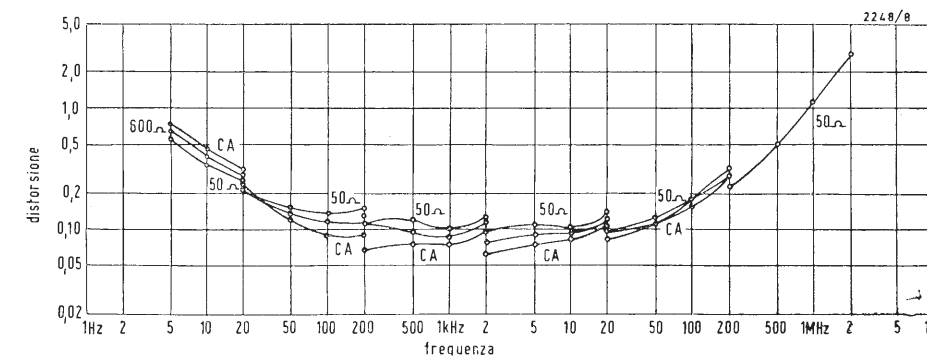



Fig. 6 - Misure della distorsione armonica per carichi di 50 Ω, 600 Ω, e circuito aperto.

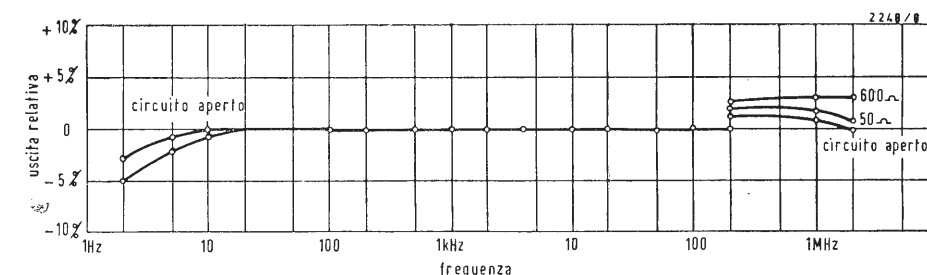



Fig. 7 - Tipiche caratteristiche tensioni di uscita in funzione della frequenza per varie impedenze di carico.

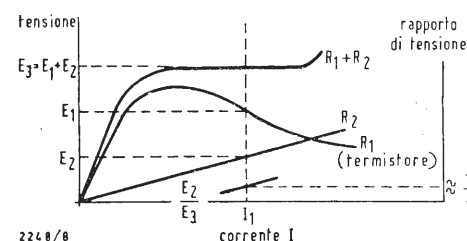
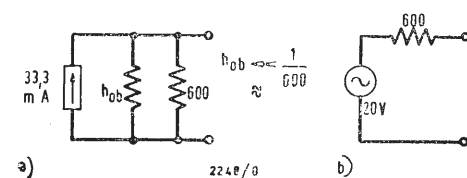
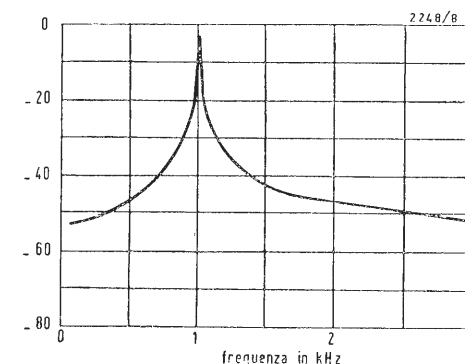



Fig. 5 - Curva di risposta in frequenza tra ingresso di sincronizzazione e uscita oscillatore.

quenza di rete conviene sincronizzare l'oscillatore sulla suddetta frequenza per evitare battimenti.

Se l'oscillatore viene fatto funzionare fuori del range di controllo il segnale di sincronizzazione batte con la frequenza dell'oscillatore e produce una uscita modulata in ampiezza. La modulazione sarà sinusoidale per un livello di modulazione superiore al 10%.

Non che con questo l'oscillatore sia trasformato in una versatile sorgente di segnali modulati, esso può però fornire una modulazione in ampiezza nel campo della audio frequenza dove non è normalmente ottenibile. Per esempio l'uscita modulata può essere usata per misurare gli effetti della ampiezza di modulazione incidentale.

L'oscillatore sincronizzato può essere usato anche per ridurre l'ampiezza di modulazione. Infatti qualora il segnale di sincronizzazione sia modulato in ampiezza questa modulazione viene ridotta di tanto quanto la frequenza di modulazione cade fuori della banda passante, vista in fig. 5. Il jack di sincronizzazione può essere usato anche come uscita ed esso fornisce 0,8 V su 25 kΩ.

Questa uscita può essere utilizzata come segnale di trigger per un oscillascopio, quando l'ampiezza delle oscillazioni deve essere spesso variata. Questo segnale può anche essere usato per comandare un contatore quando si desidera una più precisa misura di frequenza.

Un lato di questa uscita è collegato a terra e il segnale è sfasato di 180° rispetto a quello dell'uscita normale, in questo modo si dispone di un'uscita bilanciata rispetto a terra per il comando dei circuiti push-pull. Poichè il jack di sincronizzazione può servire sia da uscita che da ingresso più oscillatori possono essere sincronizzati, interconnettendoli tra di loro, sulla stessa frequenza o su multipli di questa e la fase può essere regolata di 180° ± 75°.

5. - CONCLUSIONI

L'oscillatore tipo 1310-A è quindi uno strumento di buone caratteristiche e di applicazione generale.

Per la possibilità di sincronizzazione può essere usato per varie funzioni:

— Filtro tracciatore a banda stretta, per ridurre rumore, ronzio, e distorsione in un segnale.

— Sorgente di segnali modulati in ampiezza.

— Oscillatore a controllo automatico di fase per ridurre la modulazione in frequenza.

— Amplificatore a frequenza unica.

— Moltiplicatore di frequenze sinusoidali bloccato in fase.

— Spostatore di fase. *A.*

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Geloso serie GTV 1011, 1036, 1046 e 1047

(parte prima)

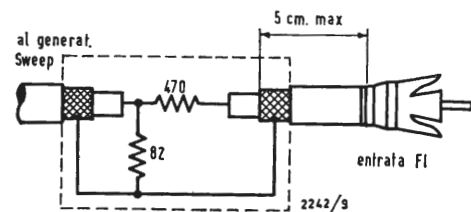



Fig. 1.

RITENIAMO opportuno intrattenerci piuttosto a lungo nel descrivere le operazioni di allineamento e di messa a punto dei televisori della Geloso modello GTV1011, GTV1036, GTV1046, e GTV1047, per il fatto che ciò sarà della massima utilità per i nostri lettori i quali potranno utilizzare queste note per la messa a punto di televisori aventi caratteristiche similari ed anche per il fatto che gli apparecchi di tale marca sono molto diffusi.

1. NOTE TECNICHE PRELIMINARI DI CARATTERE GENERALE

a) Il *controllo delle tensioni* di un televisore è una delle prime operazioni che si devono effettuare dato che esso ha il compito di stabilire se le condizioni di alimentazione dei vari circuiti sono quelle corrette evitando notevoli perdite di tempo in quei casi in cui il difetto dipenda da guasti del circuito di alimentazione.

b) In fase di *allineamento* la prima sezione interessata a tale operazione è la *media frequenza* (40,25 - 45,75 MHz) dato che essa definisce la larghezza e la forma della banda passante che devono corrispondere a quelle prestabilite. Quindi si tratta di una operazione molto importante.

c) L'allineamento del sintonizzatore VHF è molto meno impegnativo del precedente dato che deve essere eseguito in modo da lasciare inalterata la curva di banda della sezione a FI, qualora si applichi un segnale campione al circuito d'ingresso VHF. Lo stesso dicasi dell'allineamento della sezione UHF, nella quale, in primo luogo, si dovrà procedere all'allineamento dello stadio preamplificatore FI interposto fra il sintonizzatore UHF e lo stadio miscelatore VHF (che in UHF funge da amplificatore FI), mentre successivamente si dovrà controllare il sintonizzatore UHF.

d) L'allineamento della sezione audio (intercarrier 5,5 MHz) non presenta difficoltà eccessive essendo limitata alla regolazione del limitatore e del discriminatore-rivelatore di media frequenza.

e) La regolazione dei circuiti di sincronismo di quadro e di deflessione è anch'essa particolarmente semplice.

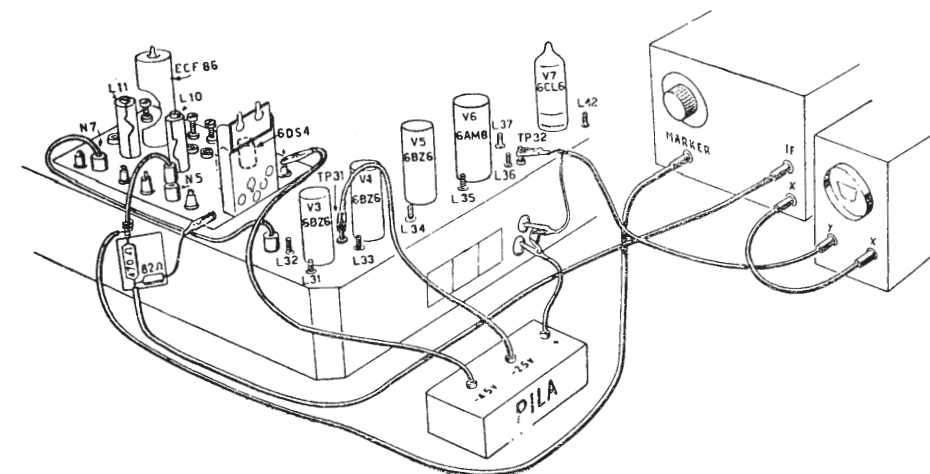



Fig. 2.

2. - CONTROLLO DELLE TENSIONI DI ALIMENTAZIONE

Riportiamo qui di seguito le tabelle relative alle tensioni di alimentazione di ciascuno dei suddetti modelli di televisori i cui valori si riferiscono ad apparecchi regolarmente funzionanti ed in perfette condizioni. A tale proposito occorre tener presente che mentre alcune tensioni sono indipendenti dai comandi di messa a punto, altre, ad esempio quelle che interessano alcuni punti del circuito di deflessione, variano sensibilmente durante le operazioni di regolazione. Per ovviare a tale fatto in calce alle tabelle è indicata la posizione che dovranno assumere taluni comandi durante il controllo delle tensioni stesse.

Il valore indicato con la lettera « A » si riferisce ad una misura con segnale applicato, quello relativo alla lettera *B* invece deve essere letto in assenza di segnale. I controlli possono essere eseguiti con Vm a valvola oppure con Vm a basso consumo da 20.000 Ω/V e, salvo, indicazione contraria, con contrasto al massimo e media luminosità.

Come è precisato nelle tabelle in taluni punti la misura delle tensioni non ha alcun scopo mentre in altri è da evitare dato che potrebbe essere causa di gravi danni agli strumenti oltre ad alterare il funzionamento del televisore.

Naturalmente durante le operazioni di controllo la tensione dovrà essere stabilizzata con un'approssimazione del

Tabella 1. - Tabella delle tensioni mod. GTV1011 e GTV1036

Simbolo schematico	Valvola tipo	Funzione	Placca [V]		Griglia schermo [V]		Catodo [V]		Griglia pilota [V]	
			A	B	A	B	A	B	A	B
V1	6DS4	Amplificatrice VHF	120	93	—	—	0	0	—0,7	*
V2-A	ECF86	Miscelatrice	200	190	130	122	0	0	— 3	— 3
V2-B	ECF86	Oscillatrice	75	72	—	—	0	0	— 8	— 8
V3	6BZ6	1ª amplif. FI	120	110	120	110	0,9	1,25	— 1	*
V4	6BZ6	2ª amplif. FI	240	235	240	235	120	110	115	110
V5	6CB6	3ª amplif. FI	190	180	190	180	2,6	2,5	*	*
V6-A	6EB8	Reg. aut. sens.	— 8	—	—	—	1,2	—	0	0
V6-B	6EB8		160 (1)	125 (2)	160 (1)	125 (2)	1,2 (1)	1,4 (2)	—	0 (2)
V7-A	6U8	Limit. 5,5 MHz	140	120	60	40	0	0	— 5	*
V7-B	6U8	Preamplificatrice BF	25	25	—	—	0	0	—0,5 (3)	0,5
V8	6AL5 (8)	Rivelatrice 5,5 MHz	— 18	*	—	—	*	0	—	—
V8	6AL5 (9)	Rivelatrice 5,5 MHz	*	0	—	—	+ 18	*	—	—
V9	6AQ5	Finale BF	225 (3)	220	240 (3)	235	12 (3)	—	*	*
V10-A	6CG7	Separ. sincron.	18	*	—	—	0	0	— 14	*
V10-B	6CG7	Separ. sincron.	40	*	—	—	0	0	*	*
V11-A	6CG7	Compar. di fase	90 ÷ 160 (4)	—	—	—	*	*	— 15	— 18
V11-B	6CG7	Oscillatrice orizzontale	250	—	—	—	0	0	— 70	—
V12-A	6DR7	Oscillatrice verticale	100	*	—	—	30	(5)	— 2,5	—
V12-B	6DR7	Finale verticale	245	—	255	—	5	—	*	—
V13	6DQ6-A	Finale orizzontale	*	*	215	—	6,2	—	— 38	—
V14	6AX4-GT	Damper	260	—	—	—	*	*	—	—
V15	DY87	Raddrizzatrice AT	*	*	—	—	17K (6)	—	—	—
V16	AW 47/91	Cinescopio	17K (6)	—	480	—	90	—	65	0 ÷ 90 (7)
V17	6AF4-A	Oscillatrice UHF	60	—	—	—	—	—	—	—
V18	EC97	Preamplificatrice FI	120	—	—	—	—	—	—	—

* la tensione non è misurabile, oppure non deve essere misurata, o il valore leggibile non è significativo;

(1) con contrasto regolato normalmente.
(2) con contrasto regolato al massimo.
(3) con volume suono al minimo.
(4) varia con la frequenza orizzontale (P104).
(5) varia con la frequenza verticale.
(6) misurabile con probe per A.T., tenendo la luminosità al minimo.
(7) varia con la luminosità (P102); contrasto normale.
(8) placca: piedino n. 2.
(9) catodo: piedino n. 1.

Nel mod. GTV1036 cambia il cinescopio che è il mod. AW59/91, rimanendo però inalterate le tensioni.

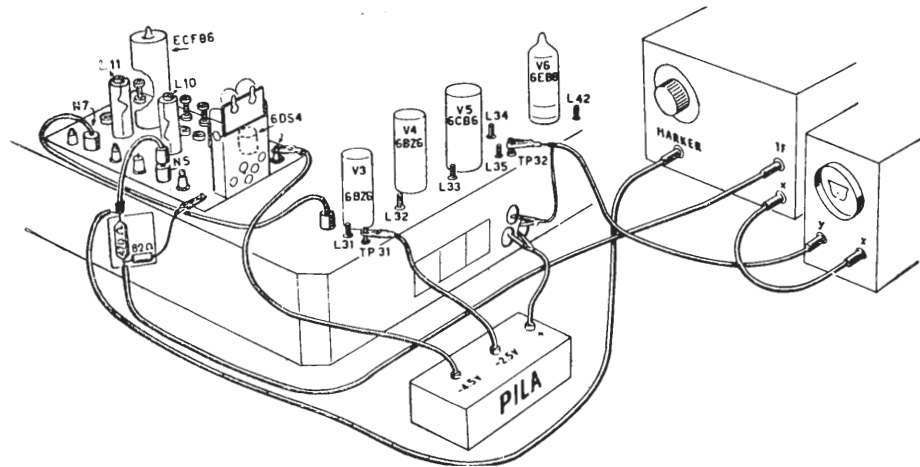



Fig. 3.

$\pm$ 3% e di conseguenza è consigliabile l'uso di uno stabilizzatore di tensione. Nelle misure *A* il televisore dovrà essere regolato sulla posizione di ricezione locale (il segnale dovrebbe aggirarsi sui 10.000 μV) mentre nella *B* il televisore sarà portato nella ricezione distante.

3. - ALLINEAMENTO DELLA SEZIONE A FREQUENZA INTERMEDIA

Per effettuare tale allineamento occorrono i soliti strumenti che abbiamo già indicato più volte: Generatore Sweep (39-49 MHz); Marker, per la suddetta banda, con marche a 40.25, 45.75, 41.25, 44.75 e 46.75 MHz; Oscilloscopio, avente un'ottima risposta, una tensione negativa di — 2,5 V da applicare al test-point TP_{31} ed una tensione negativa di — 4,5 V da applicare al terminale n. 4 del sintonizzatore RF (n. 7751). Lo sweep dovrà essere collegato all'entrata della FI tramite un adattatore del tipo indicato in figura 1.

Per i televisori GTV 1011 e GTV 1036 gli strumenti dovranno essere disposti come indicato in figura 2 mentre per i televisori GTV1046 e GTV1047 saranno disposti come da figura 3.

Il Marker dovrà essere accoppiato all'uscita dello sweep in modo lasco mediante una capacità da 0,5-1,5 pF oppure avvicinando il filo di uscita del marker all'entrata dello sweep. Allo scopo di ottenere una curva di risposta molto nitida si potrà collegare in parallelo all'entrata dell'oscilloscopio un condensatore da 300-1000 pF avente lo scopo di eliminare eventuali disturbi ed il fruscio. Il collegamento al punto TP_{32} dovrà essere effettuato con cavo schermato per evitare l'introduzione di ronzio il quale altererebbe la curva di risposta. I vari cavi dovranno essere collegati in modo sicuro in modo da evitare che il loro spostamento, durante le operazioni di allineamento, dia luogo a variazioni della forma della curva di risposta.

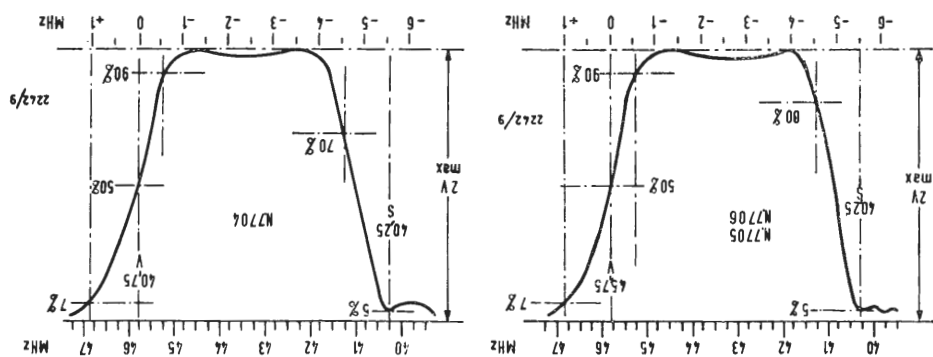
Durante le operazioni di allineamento FI il gruppo RF-VHF sarà commutato in uno dei canali *D*, *E*, *F* e l'oscillatore

Figg. 4. - 5.

Tabella 2. - Tabella delle tensioni mod. GTV1046 e GTV1047

Simbolo schematico	Valvola tipo	Funzione	Placca [V]		Griglia schermo [V]		Catodo [V]		Griglia pilota [V]	
			A	B	A	B	A	B	A	B
V1	6DS4	Amplificatrice VHF	190	110	—	—	0	0	— 4	*
V2-A	ECF86	Miscelatrice	200	195	130	125	0	0	— 4	— 3,5
V2-B	ECF86	Oscillatrice	75	72	—	—	0	0	— 10	— 10
V3	6BZ6	1ª amplif. FI	120	110	120	110	0,9	1,25	— 1	*
V4	6BZ6	2ª amplif. FI	240	235	240	235	120	110	115	110
V5	6BZ6	3ª amplif. FI	150	120	150	120	1,5	1,8	— 1	*
V6-A	6AM8	4ª amplif. FI	160	145	160	145	1,4	1,5	*	*
V6-B	6AM8	Rivel. FI	— 1,2	— 0,2	—	—	*	*	—	—
V7	6CL6	Finale video	120 (1)	50 (2)	90 (1)	80 (2)	0	0	— 1,2	— 0,2
V8-A	6U8	Limit. 5,5 MHz	140	120	60	40	0	0	— 5	*
V8-B	6U8	Preamplificatrice BF	25	25	—	—	0	0	— 0,5 (3)	— 0,5
V9-A	6AL5 (8)	Rivel. 5,5 MHz	— 18	*	—	—	*	0	—	—
V9-B	6AL5 (9)	Rivel. 5,5 MHz	*	0	—	—	+ 18	*	—	—
V10	6AQ5	Finale BF	225 (3)	220	240 (3)	235	12 (3)	—	*	*
V11	6AU6	Amplificatrice R. A. sens.	— 22	*	260	255	135	120	138	125
V12-A	6CG7	Separ. sincron.	18	*	—	—	0	0	— 14	*
V12-B	6CG7	Separ. sincron.	40	*	—	—	0	0	*	*
V13-A	6CG7	Compar. di fase	90 ÷ 160 (4)	—	—	—	*	*	— 15	— 18
V13-B	6CG7	Oscillatrice orizzontale	250	—	—	—	0	0	— 70	—
V14	6C4	Oscillatrice verticale	100	*	—	—	30	(5)	— 2,5	—
V15	6EM5	Finale verticale	245	—	255	—	5	—	*	—
V16	6DQ6-A	Finale orizzontale	*	*	215	—	6,2	—	— 38	—
V17	6AX4-GT	Damper	260	—	—	—	*	*	—	—
V18	DY87	Raddrizzatrice AT	*	*	—	—	17K (6)	—	—	—
V19	A59-16W	Cinescopio	17K (6)	—	480	—	90	—	65	0 ÷ 90 (7)
V20	6AF4-A	Oscillatrice UHF	60	—	—	—	—	—	—	—
V21	EC97	Preamplificatrice FI	120	—	—	—	—	—	—	—

N.B. - Per i richiami vedere Tabella 1.

sarà mantenuto in funzione, ciò per evitare che la differenza di resistenza interna assunta in tal caso dalla valvola miscelatrice possa produrre alterazione della curva di risposta.

Qualora l'oscilloscopio non sia munito di calibratore di tensione, si potrà ricavare una tensione alternata di 1 V_{pp} dalla tensione d'accensione delle valvole del televisore che è di 6,3 V_{eff}, e cioè di 18 V picco a picco, usando un partitore costituito da due resistenze precise una di 330 Ω e l'altra di 5600 Ω collegate in serie fra loro. Si connetterà la resistenza di 330 Ω a massa ed il terminale libero della resistenza di 5600 Ω al punto con tensione di 6,3 V. Fra il punto di unione delle due resistenze e la massa vi sarà una tensione di circa 1 V_{pp} utile per calibrare l'oscilloscopio (il livello d'uscita applicato al punto TP_{32} e all'oscilloscopio dovrà infatti essere mantenuto tra 1,5 e 2 V, tra la linea zero ed il massimo regolando convenientemente l'attenuatore dello sweep e ciò perchè un'uscita maggiore potrebbe provocare saturazione e compressione della curva mentre un'uscita minore ridurrebbe la risposta agli estremi della curva per effetto della non linearità del rivelatore).

4. - TELEVISORI GTV 1011 E GTV 1036

L'allineamento si inizierà con la regolazione dei nuclei L_{11} (sul gruppo VHF) ed L_{31} (sul telaio FI) in modo da portare i fianchi della curva al punto giusto, come è indicato in figura 4, ed effettuando le altre regolazioni come indicato nella tabella 3.

Nella tabella suddetta i valori delle frequenze dei vari circuiti sono approssimativi: i valori effettivi, salvo che per le due trappole, ad allineamento ultimato possono differire sensibilmente in seguito alle inevitabili differenze delle caratteristiche dei circuiti. L'importante è che siano rispettate la forma finale della curva e l'ordine di successione in frequenza dei vari circuiti, ordine che può essere controllato osservando l'azione dei vari nuclei sulla forma della curva, come è indicato nelle note poste in calce alla tabella.

È della massima importanza che la risposta alla portante video sia uguale al 50% del massimo, e quella alla portante suono sia compresa tra il 3-5% del totale. In caso contrario si dovranno ritoccare i nuclei L_{11} e L_{31}. L'avvallamento tra i due massimi non deve superare il 10% della massima ampiezza. La trappola a 5,5 MHz (L_{40} vedere la tabella) dovrà essere regolata durante l'operazione di allineamento suono, oppure esaminando direttamente l'immagine riprodotta sullo schermo del cinescopio.

5. - TELEVISORI GTV 1046 E GTV 1047

Il procedimento per l'allineamento è identico ai modelli precedenti salvo che la disposizione dei strumenti dovrà essere quella indicata in figura 3, che la sezione FI video richiede in più la taratura di un ulteriore circuito, avendo 4 stadi di amplificazione FI anzichè 3 come i modelli precedenti, di una trappola a 39,75 MHz e che la curva di risposta dovrà essere identica a quella di figura 5.

L'allineamento avrà inizio con la regolazione delle viti relative ad L_{11} e L_{31}, che devono fornire i fianchi ripidi della curva. Successivamente si regoleranno

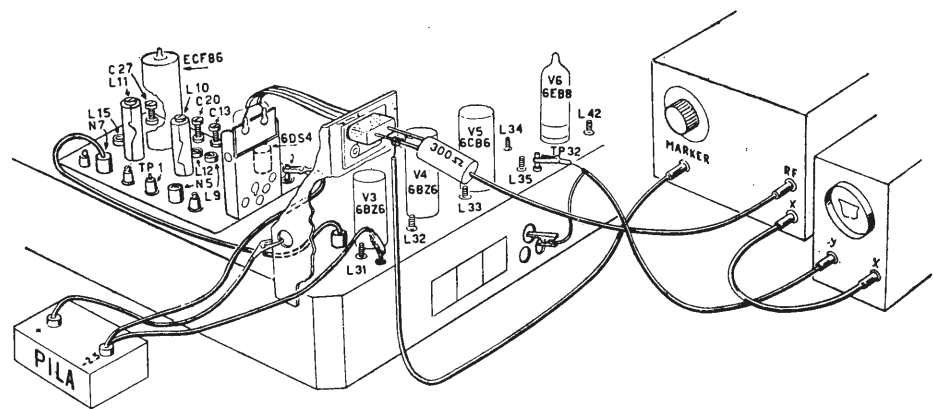



Fig. 6.

le trappole L_{32} e L_{37} quindi si proseguirà come da tabella 4.

6. - ALLINEAMENTO DEL SINTONIZZATORE VHF

Tale operazione occorre effettuarla soltanto nel caso in cui l'oscillatore sia stato manomesso o risulti molto disallineato.
Per allineamento occorrono un generatore sweep VHF, un Marker, un oscilloscopio e una tensione negativa di 3 V. La disposizione degli strumenti sarà quella indicata nelle figure 6 e 7 a seconda del tipo di televisore.
Si regolano per prime le viti dell'oscillatore, in modo da centrare le portanti audio e video di ciascun canale.
L'allineamento si inizia dal canale più alto (H_2 = 223-230 MHz) agendo sul nucleo L_{15}. A tale scopo si inviano al gruppo VHF oltre al segnale dello sweep, regolato sul canale in esame, i marker delle portanti RF audio e video del canale stesso, ruotando il nucleo della bobina L_{15} (figura 9) dell'oscillatore locale, fino a collocare il marker nel punto prestabilito della curva di risposta a FI: il marker video al 50% ed il marker suono nell'avvallamento prodotto sulla curva della trappola FI-suono. (L_{35} del telaio 7704 del GTV1011 e GTV1036, L_{37} nel telaio 7705 del GTV 1046 e 7706 del GTV 1047). Questa operazione deve essere effettuata tenendo in centro la regolazione di C_{28} in modo da poter poi variare la sintonia mediante la manopola della « sintonia fine ».

Tabella 3. - Tabella di allineamento FI (GTV 1011-1036).

Funzione	Simbolo schematico	Frequenza MHz (circa)
Uscita sintonizzatore	L_{11}	45,7 (2)
Griglia 1° stadio FI	L_{31}	41 (1)
Trappola 1° FI suono	L_{35}	40,25 (3)*
Griglia 2° stadio FI	L_{32}	45 (4)
Griglia 3° stadio FI	L_{33}	41,5 (5)
Rivelatore video	L_{34}	43,5 (6)
Trappola FI 5,5 MHz	L_{40}	5,5 (7)*

Si tenga presente che chiudendo (avvitando) il nucleo di ciascuna di queste bobine si hanno rispettivamente i seguenti effetti, mentre le trappole dovranno essere regolate fino a ridurre al minimo la risposta alla frequenza indicata:
(1) il fianco-suono della curva si sposta verso sinistra (allarga la banda);
(2) il fianco video della curva si sposta verso sinistra (stringe la banda);
(3) riduce al minimo la risposta su 40,25 MHz;
(4) il fianco-video della curva diventa più ripido (diminuisce la sella centrale);
(5) il fianco-suono della curva diventa più ripido (aumenta la sella centrale);
(6) si inclina la parte centrale della curva (aumenta la risposta alle frequenze basse, diminuisce alle alte);
(7) riduce al minimo il reticolo a 5,5 MHz visibile nello schermo del cinescopio. La regolazione di questa bobina deve essere fatta prima di allineare la sezione suono applicando il segnale di 5,5 MHz alla griglia della valvola video.
(*) Le trappole devono essere regolate esattamente sulla frequenza indicata.

Tabella 4. - Tabella di allineamento FI (GTV 1046-1047).

Funzione	Simbolo schematico	Frequenza MHz (circa)
Uscita sintonizzatore	L_{11}	45,6 (1)
Griglia 1° stadio FI	L_{31}	41,2 (2)
Trappola	L_{32}	39,75 (3)*
Trappola 1° FI suono	L_{37}	40,25 (4)*
Griglia 2° stadio FI	L_{33}	45 (5)
Griglia 3° stadio FI	L_{34}	42,3 (6)
Griglia 4° stadio FI	L_{35}	41,6 (7)
Rivelatore video	L_{36}	43,8 (6)
Trappola FI 5,5 MHz	L_{42}	5,5 (8)*

Si tenga presente che chiudendo (avvitando) il nucleo di ciascuna di queste bobine si ottengono rispettivamente i seguenti effetti:
(1) il fianco-video della curva si sposta verso sinistra (stringe la banda);
(2) il fianco suono della curva si sposta verso sinistra (allarga la banda);
(3) riduce al minimo la risposta a 39,75 MHz;
(4) riduce al minimo la risposta su 40,25 MHz (portante suono);
(5) il fianco-video della curva diventa meno ripido (diminuisce la sella centrale);
(6) si inclina la parte centrale della curva (aumenta la risposta alle frequenze basse, diminuisce alle frequenze alte);
(7) il fianco-suono della curva diventa più ripido (aumenta la sella centrale);
(8) riduce al minimo il reticolo a 5,5 MHz visibile nello schermo del cinescopio. La regolazione di questa bobina deve essere fatta prima di allineare la sezione suono a FI 5,5 MHz, applicando il segnale di 5,5 MHz alla griglia della valvola video.
(*) Le trappole devono essere regolate esattamente sulla frequenza indicata.

Tabella 5. - Tabella delle frequenze dei sintonizzatori VHF N. 7751 - N. 7751-A

Canale	Frequenze limiti MHz	Portante video MHz	Portante suono MHz	Oscillatore MHz
A	52,5 ÷ 59,5	53,75	59,25	99,5
B	61 ÷ 68	62,25	67,75	108
C	81 ÷ 88	82,25	87,75	128
D	174 ÷ 181	175,25	180,75	221
E	182,5 ÷ 189,5	183,75	189,25	229,5
F	191 ÷ 198	192,25	197,75	238
G	200 ÷ 207	201,25	206,75	247
H	209 ÷ 216	210,25	215,75	256
H_1	216 ÷ 223	217,25	222,75	263
H_2	223 ÷ 230	224,25	229,75	270

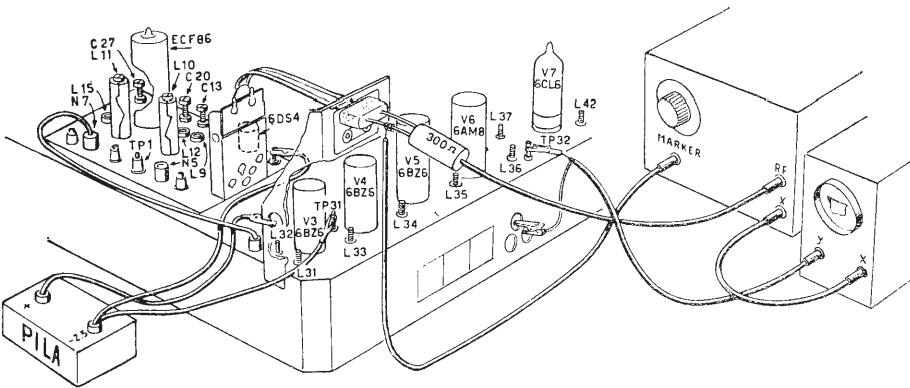



Fig. 7.

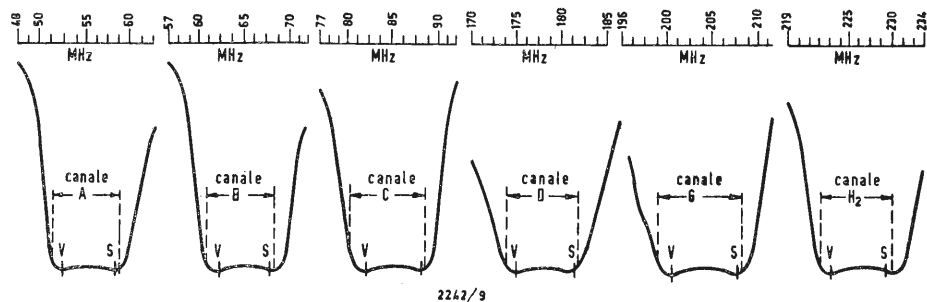



Fig. 8.

Successivamente si porterà il commutatore sul canale *D* regolando il trimmer C_{27} (anzichè la bobina L_{15}) in modo da ottenere, anche per questo canale, la giusta posizione dei marker. Si ritornerà poi sul canale H_2 agendo su L_{15} e così di seguito finchè non sarà più necessario alcun ritocco. L'allineamento dei canali *C*, *B* e *A* si esegue successivamente agendo sui nuclei di L_{14}/C L_{14}/B, L_{14}/A, posti nella parte inferiore del sintonizzatore (figura 9).
La rotazione delle viti dei nuclei dovrà essere effettuata esclusivamente usando un cacciavite di materiale isolante, dato che il nucleo non è collegato a massa.
Si potranno ritoccare gli altri nuclei e trimmers del canale in esame fino ad ottenere il massimo livello di uscita senza però ridurre la larghezza di banda che dovrà rimanere tale da rispettare la curva di risposta FI.
La regolazione del circuito di placca e griglia del mixer è identica a quella dell'oscillatore: si inizia con il canale H_2, agendo sui nuclei delle bobine L_9 e L_{12}. Si porta il commutatore sul canale *D* regolando i trimmers C_{13} e C_{20} ripetendo le operazioni due o tre volte.
I canali intermedi restano automaticamente allineati (*E*, *F*, *G*, *H*, H_1).
Si procede infine all'allineamento dei restanti canali *C*, *B*, *A* agendo sui nuclei L_{13}/*C*, L_8/*C*, per il canale *C*, L_{13}/*B*, L_8/*B*, per il canale *B* e L_{13}/*A* e L_8*A* per il canale *A*.
Ruotando il bottone della sintonia fine in modo che i marker si spostino di ± 1 MHz rispetto alla loro posizione normale, ed osservando la curva di risposta FI, questa dovrà rimanere pressochè inalterata.
Qualora il sintonizzatore VHF sia molto disallineato occorre allinearlo separatamente (senza l'amplificatore FI video) ed in tal caso gli strumenti dovranno essere disposti come da figura 9. L'oscillatore sarà collegato al TP_1.
Essendo consigliabile il controllo della neutralizzazione dell'amplificatore *RF* (nuvistor 6DS4) è opportuno togliere l'anodica al sintonizzatore, aumentare al massimo il segnale dello sweep e regolare il trimmer C_{12} (posto di fianco al sintonizzatore) fino ad ottenere la massima uscita. La neutralizzazione deve essere regolata sul canale *D*.
Per la corretta regolazione il circuito di antenna deve essere accordato al centro gamma di ciascun canale, mentre il circuito di placca e quello di griglia della miscelatrice dovranno essere regolati in modo da ottenere delle curve giustamente larghe, piane e simmetriche come indicato in figura 8.

A

Fig. 9.

« Guida industriale commerciale di elettronica 1965-66 ».

Un volume di grande formato, rilegato, di pagg. 748, realizzato razionalmente ai fini di una rapida ed efficiente utilizzazione pratica.
Edizioni Minerva Tecnica - Corso Duca degli Abruzzi 12 - Torino.
Il formidabile sviluppo che ha assunto attualmente l'elettronica ha fatto sorgere numerosi problemi di carattere organizzativo industriale e commerciale, a fianco di quelli tecnico-scientifici.
La Guida di Elettronica di P. G. Portino apporta un prezioso contributo alla soluzione di questi problemi, sotto la forma di un ricco volume di quasi 800 pagine, denso di informazioni e riferimenti tecnologici e di mercato.
Questo interessantissimo volume è suddiviso in cinque parti.
La prima parte contiene utili notizie informative tecnico-commerciali (comprese tariffe doganali, legislazione della radio-TV in Italia, M.E.C., ecc.) oltre ad interessanti dati storici.
Nella seconda parte sono riportate informazioni tecniche sui più interessanti argomenti attuali della radiotecnica e della televisione, inclusa la TV a colori. Abachi e dati tecnici tabellari completano questa interessante sezione.
La terza parte comprende utili ed aggiornati elenchi in ordine alfabetico di Ditte operanti nei vari settori dell'industria elettronica.
La quarta parte è dedicata al commercio estero con aggiornati elenchi di Ditte estere operanti in Italia e dei Rappresentanti e Agenti in Italia.
Nella quinta parte vi è infine una completa ed aggiornatissima raccolta di voci di prodotti e componenti elettronici suddivisi in 10 gruppi tecnologici per facilitarne la ricerca. Trattasi di un'utilissima guida per il produttore e per il compratore.
Il volume è completato da un utile glossario tecnico in quattro lingue.
Quest'opera, la prima del suo genere in Italia, costituisce un valido ausilio per l'operatore industriale e commerciale, oltre che per il tecnico generico impegnato in attività di servizio assistenziale e di installazioni varie, facilitando il reperimento sicuro dei numerosissimi materiali, componenti e strumenti esistenti nell'attuale settore elettronico.

(*A. B.*)

RELÉ ELETTROMAGNETICO A RISONANZA.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (20-IM-9619)

LISTELLO DI RELÉ MUNITO DI RELÉ ELETTROMAGNETICI CON CONTATTI IN TUBO DI PROTEZIONE.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (20-IM-5519)

RELÉ TERMICO.
(Texas Instruments Incorporated) (20-IM-2219)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI ALLE VALVOLE TERMOIONICHE ATTI AD ELIMINARE CON APPROPRIATO DISPOSITIVO DI SCHERMATURA I DISTURBI DERIVANTI DA SCARICHE ORIGINATE DA PERDITE DI ELETTRONI PROVENIENTI DAL CATODO DELLE VALVOLE STESSE.
(Associated Electrical Industries Ltd.) (20-IM-6019)

TUBO FOTOELETTRICO.
(N.V. Philips Gloeilampenfabrieken) (20-IM-0019)

METODO E APPARECCHIATURA PER LA FABBRICAZIONE DI GRIGLIE A QUADRO.
(Sylvania Electric Products Inc.) (20-IM-5119)

PERFEZIONAMENTO PER UN PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI TRANSISTORI AD ALTA FREQUENZA.
(Compagnie Française Thomson Houston) (20-IM-9719)

CELLULA FOTO CONDUTTIVA INCORPORATA IN UNA CAPSULA O MEZZO SIMILARE DI PROTEZIONE MUNITA DI MEZZI ATTI A PERMETTERE LA PRECISA REGOLAZIONE DELLA SENSIBILITÀ ALLA LUCE.
(Forschungslaboratorium Walter Heimann) (20-IM-5719)

DISPOSITIVO FOTOSENSIBILE ATTO A TRASFORMARE L'ENERGIA ELETTRICA PARTICOLARMENTE PER LA FABBRICAZIONE DI CELLULE FOTOELETTRICHE.
(General Aniline and Film Corporation) (21-IM-6119)

RIVELATORE FOTOELETTRICO DOTATO DI UN ELEMENTO SENSIBILE FOTO CONDUTTORE ALIMENTATO CON CORRENTE ALTERNATA.
(Landis und Gyr A.G.) (21-IM-6319)

DISPOSIZIONE PER L'ESERCIZIO DI CIRCUITI RADDRIZZATORI COMPRENDENTI VALVOLE SEMICONDUTTRICI.
(Siemens Schuckertwerke Aktiengesellschaft) (21-IM-6819)

RADDRIZZATORE SEMICONDUTTORE COMPOSTO DI CARBURO DI SILICIO MONOCRISTALLINO ATTO A FUNZIONARE PARTICOLARMENTE AD ALTE TEMPERATURE.
(Westinghouse Electric Corporation) (21-IM-0519)

DISPOSIZIONE PER IMPEDIRE LA FUORIUSCITA DELL'ELETTROLITA NEGLI ACCUMULATORI A BASE ALCALINA IL CUI INVOLUCRO È COSTITUITO DA ALMENO IL 70% DI MATERIALE METALLICO IL RIMANENTE ESSENDO MATERIALE SINTETICO.
(Accumulatorenfabrik Aktiengesellschaft) (21-IM-7519)

SEPARATORE PER ACCUMULATORI.
(National Lead Company) (21-IM-9219)

ELEMENTO PRIMARIO GALVANICO PER ACCUMULATORI PRESENTANTE UN INVOLUCRO ESTERNO DI MATERIALE ISOLANTE IMPERMEABILE ALL'ELETTROLITO.
(Petrix Union GmbH) (21-IM-1519)

DISPOSITIVO COMBINATO DI REGOLATORI DI CARICA PER ACCUMULATORI.
(Société de l'Accumulateur Fulmen) (22-IM-1119)

METODO E APPARECCHIO PER REGOLARE LA TRAZIONE DI NASTRI DI AVVOLGIMENTO IN PARTICOLARE PER CAVI E CONDENSATORI ELETTRICI.
(British Insulated Callender's Cables Ltd.) (74-IV-6721)

CAVO AD ALTA TENSIONE CON ISOLANETO IN MATERIALE PLASTICO.
(Compagnie Generale d'Electricité) (74-IV-2421)

PROCEDIMENTO PER REALIZZARE UN RIVESTIMENTO MEDIANTE ELEMENTI FILIFORMI SU CORPI TUBOLARI ALLUNGATI AD ESEMPIO PER REALIZZARE UNA SCHERMATURA PER CAVI DI TEVLEVISORI E PRODOTTO OTTENUTO CON TALE PROCEDIMENTO
(ESI -Elettroconduttori Speciali Isolati S.r.l.) (74-IV-1421)

CAVO COMBINATO PER CORRENTE ELETTRICA E TELECOMUNICAZIONE.
(General Cable Corporation) (74-IV-8721)

PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DI UN CAVO COASSIALE.
(Kablo Kladno Narodni Podnik) (74-IV-4821)

CONDUTTORI ELETTRICI CON ISOLAMENTI IN RESINE POLIESTERI E PROCEDIMENTO PER LA LORO FABBRICAZIONE.
(Kust Herberts und Co. Vorm Otto Louis Herberts) (74-IV-3521)

GIUNTO DI COLLEGAMENTO PER CAVI ELETTRICI.
(Minnesota Mining and Manufacturing Co.) (74-IV-1521)

SISTEMA PER CONTRASSEGNARE CONDUTTORI ELETTRICI ELEMENTI DI INDICAZIONE PER LA COMPOSIZIONE DI TALE SISTEMA E PROCEDIMENTO PER LA PRODUZIONE DI TALI ELEMENTI.
(Modernotecnica) (74-IV-3221)

PROCEDIMENTO PER OTTENERE CORPI CERAMICI MEDIANTE SAGOMATURA E SINTERIZZAZIONE E CORPI CERAMICI COSI OTTENUTI PARTICOLARMENTE ADATTI PER L'IMPIEGO NELL'ELETTROTECNICA.
(N.V. Philips Gloelampenfabrieken) (75-IV-7721)

PERFEZIONAMENTO NEI METODI DI FABBRICAZIONE DI CAVI ELETTRICI RESISTENTI AL CALORE A PRODOTTO OTTENUTO.
(Pirelli General Cable Works Ltd.) (75-IV-2521)

PERFEZIONAMENTI AI CAVI ELETTRICI AD ALTA TENSIONE MUNITI DI NASTRATURE SCHERMANTI TRA IL DIELETTRICO AD ALMENO UNA DELLE PARTI METALLICHE DEL CAVO.
(Pirelli S.p.A.) (75-IV-9821)

CAVO SOTTOMARINO AD ANIMA METALLICA CORDATA.
(Submarine Cables Ltd. La Pirelli General Cable Works Ltd.) (75-IV-6021)

POTENZIOMETRO O REOSTATO A CURSORE GIREVOLE CON ALBERELLO INNESTATO A SCATTO NEL PORTA CURSORE.
(A.B. Metal Products Ltd.) (75-IV-6721)

SISTEMA PER OTTENERE RESISTORI PARTICORLARMENTE DI ELEVATO VALORE OHMICO AD ALTA PRECISIONE E ALTA STABILITÀ MUNITI DI CORPI STAGNI ED ISOLATI E RESISTORE COSI OTTENUTO.
(Electronica Metal Lux S.p.A.) (75-IV-2321)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUÒ RIVOLGERSI
all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
Ing. A. RACHELI & C.
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 46.89.14 - 48.64.50

(a cura del dott. ing. A. Contoni)

Amplificatori di potenza per AF Acoustech e Grundig

1. - AMPLIFICATORE DI POTENZA A TRANSISTORI 2 × 40 W ACOUSTECH III

L'Acoustech III è un amplificatore di grande potenza e di bassa distorsione, completamente a transistori. Fornisce 40 W efficaci per canale e pesa solo 11,25 kg.
L'Acoustech III comporta molte novità rese pratiche dalla tecnologia dello stato solido; basette a circuiti stampati a innesto, circuiti ad accoppiamento diretto ecc. Queste basette innestabili in materiale di alta qualità sono del tipo comunemente usato negli apparecchi militari, infilabili in un connettore a nastro. Il prezzo è alto, ma tale è anche l'affidamento. Il circuito (v. Fig. 2) fa uso di transistori esclusivamente al silicio; gli elettrolitici sono di qualità superiore. (l'Acoustech li chiama di grado da calcolatore).
Tutta la parte elettronica, fatta eccezione per i transistori di potenza e per l'alimentatore, è montata su basette a circuiti stampati. Il suo montaggio, per chi volesse eseguirlo personalmente, non richiede che poche ore, soprattutto perchè le basette a circuiti stampati sono premontate in fabbrica anche per le scatole di montaggio. Queste sono veramente ben fatte, comprendendo singoli sacchetti di componenti per ciascuna fase di montaggio ed un panno per lavorarci sopra, tanto più utile se dovete usare un tavolo lucidato come banco di lavoro.

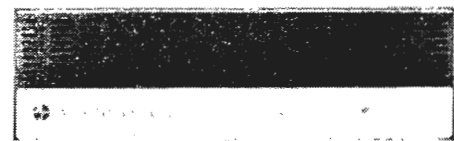



Fig. 1. - Vista dell'amplificatore di potenza Acoustech III, 2 × 40 W.

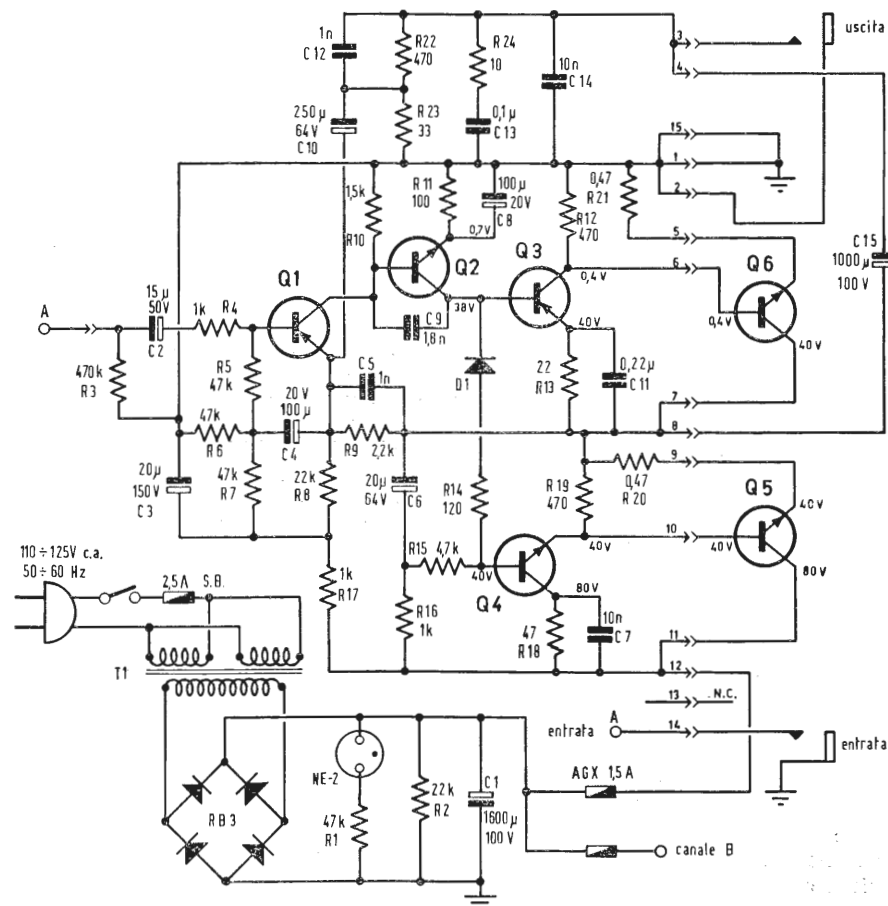



Fig. 2. - Schema elettrico dell'amplificatore Acoustech III, 2 × 40 W.

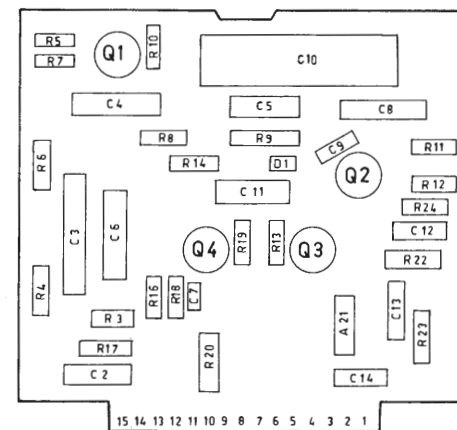



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuiti stampati di un canale dell'amplificatore Acoustech III.

L'Acoustech III è un apparecchio di alta qualità, che presenta veramente le caratteristiche pubblicate e spesso le supera con facilità. Esso fornisce al minimo 40 W per canale in tutto il campo acustico da 20 Hz a 20 kHz, ma per gran parte di questo dà fino a 60 W per canale. Questa potenza è resa disponibile col carico di 10 Ω, con entrambi i canali in funzione.
La distorsione per l'uscita nominale di 40 W efficaci, su carico 10 Ω, è uguale a 0,22% a 1 kHz; a 100 Hz è 0,28% e a 15 kHz è 0,3%. La distorsione di intermodulazione, con lo stesso carico, impiegando le frequenze 60 Hz e 7 kHz mescolate con rapporto 4 : 1 di ampiezze, è 0,49% alla potenza nominale. La risposta all'onda quadra è veramente eccellente anche agli estremi basso e alto della gamma acustica, non presentando tracce di sovraelongazione o di inneschi. La tensione di ingresso all'amplificatore per l'uscita nominale è 1,7 V. Il ronzio e la rumorosità sono 82 dB sotto la potenza di uscita nominale. Le prove di ascolto con l'Acoustech III hanno dato risultati altamente soddisfacenti, specialmente per la superba riproduzione dei *transitori* e delle punte di potenza orchestrale. È uno degli amplificatori più musicali che si siano ascoltati a tutt'oggi. Nella sua forma di scatola di montaggio, esso è facilmente costruibile anche da un novizio.
Tipi di transistori usati per l'Acoustech III:

Q_1(PNP): AT2848, AT2858, AT9112;
Q_2 (NPN): AT5127, SE7001;
Q_3 (PNP): AT5156, ST8210, ST8211;
Q_4 (NPN): AT8946, 2N699, 2N2405;
Q_5 e Q_6 (NPN): AT6971A, AT1856.

I valori qui sotto riportati si riferiscono ai condensatori per i quali si possono adottare 2 o 3 valori diversi:

C_1 1600 μF/100 V; 1400/150;
C_2 15/50; 10/25; 20/50;
C_6 20/64; 80/100;
C_8 100/20; 100/10;
C_{10} 250/64; 500/50;
C_{15} 1000/100; 1000/150.

Condizioni normali di prova:
1) - tensione di linea 117 V (o 234 V con le due metà del primario del trasformatore T_1 di alimentazione in serie).
2) - segnale di entrata 0.
3) - carico infinito.
In tabella 1 sono riportate tensioni e resistenze alle spine del bocchettone a pettine della basetta dei circuiti stampati (Fig. 3) nelle condizioni normali di prova (± 10%).
NB. Il modello Acoustech XI è in tutto simile al mod. Acoustech III, con le sole seguenti varianti:
C_1 = 1600 μF/100 V (non ammette altri valori);
C_{15} = 1000 μF/100 V (non ammette altri valori).
La numerazione delle spine della contattiera a pettine della basetta dei circuiti stampati inizia al bordo interno (vicino al condensatore C_{15} 1000 μF/100 V) e prosegue verso il bordo esterno. Non tener conto dei numeri riportati sulla contattiera a pettine della basetta dei circuiti stampati stessa.

tabella 1

Spina	volt	ohm
1	0	0
2	0	0
3	0	500
4	0	500
5	0	0,5
6	0,4	5
7	40	17 k
8	40	17 k
9	40	17 k
10	40	20 k
11	80	15 k
12	80	15 k
13	0	Inf.
14	0	0*
15	0	0

(*) quando è applicato l'ingresso, il valore ohmico letto è quello del generatore.

2. - AMPLIFICATORE STEREO, ALTA FEDELTA, SV 50, GRUNDIG A TRANSISTORI

Lo schema elettrico dell'amplificatore SV50 Grundig è illustrato in Fig. 4.

2.1. - Dati tecnici

Alimentazione:

Tensione di rete 110, 130, 220, 240 V, 50 ÷ 60 Hz;
Fusibili 1A per 110 ÷ 130 V; 0,5 A per 220 ÷ 240 V; 80 mA; 4 × 1,8 A;
Lampadine spia 7 V; 0,1 A;
Consumo 15 VA senza segnale; 75 VA alla massima potenza di uscita.
Trasformatore di alimentazione 9096-056.01.
Raddrizzatori al silicio B30 C2200.
Diodo al silicio BYY35.
Transistore AC128.

Amplificatore:

Transistori 26, dei quali 4 sono di potenza (tutte le misure si riferiscono alla risposta in frequenza predisposta lineare).
18-AC151r Gr. VII;
4-AC153 o AC128;
4-AD131.
Schema elettrico preamplificatore microfonico a due stadi; compensatore per fonorivelatore magnetico; amplificatore a sette stadi; amplificatore pilota e stadio finale in controfase in cascata con uscita senza trasformatore.
Trasformatore interstadio 9038-072.01.
Risposta in frequenza: ± 1 dB fra 20 Hz e 20 kHz rispetto a 1 KHz.
Sensibilità microfono: 6 mV su 1 MΩ.
fonorivelatore magnetico: 33,5 mV su 50 kΩ.
Radio I, II: 200 mV su 0,5 MΩ.
Nastro magnetico: 200 mV su 0,5 MΩ su ciascun canale.
Potenza di uscita: 2 × 20 W con segnale sinoidale permanente.
2 × 25 W di potenza musicale.
Distorsione a 1 kHz, a 20 W secondo il canale; col canale 1 alimentato la distorsione è < 0,5%.
Intermodulazione misurata usando le frequenze 250 Hz e 8 kHz con rapporto di ampiezze uguale a 12 dB (DIN 45403) < 1%.
Rumorosità — 85 dB alle entrate Radio e Nastro;
— 65 dB alle entrate Fono e Microfono.
I dati forniti si riferiscono alla piena potenza di uscita di 20 W per canale non filtrato. Con filtraggio per mezzo di

Fig. 5. - *a*) Risposta del preamplificatore per fonorivelatore magnetico.
b) azione dei tasti « ronzio », « fruscio » e « presenza ».
c) Risposta in frequenza agendo sul regolatore fisiologico di intensità sonora, quando il tasto « lineare » non è premuto.
d) azione dei controlli di tono bassi e acuti (la curva centrale si ha con entrambi i regolatori in pisizione « zero »).

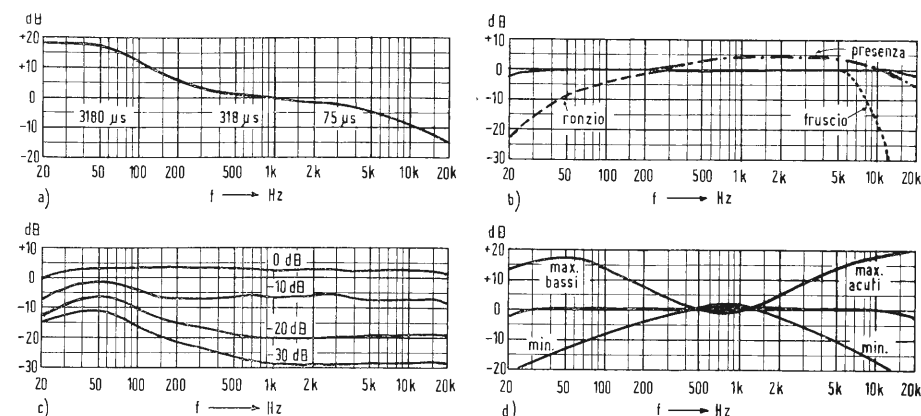
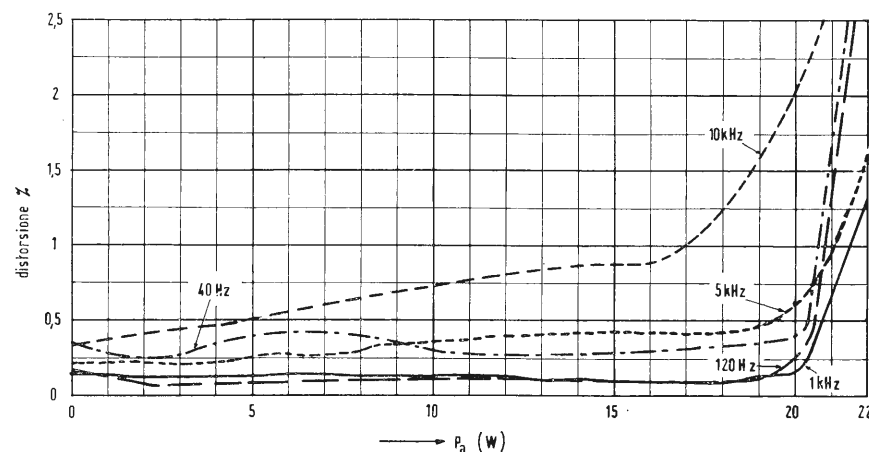



Fig. 6. - Distorsione in funzione della potenza di uscita per diverse frequenze, alimentando entrambi i canali con un segnale permanente sinoidale.

un filtro audio si hanno rapporti ancora migliori.
Entrate:
TA = entrata fono con compensatore del preamplificatore commutabile per fonorivelatori magnetici e per fonorivelatori a cristallo. Sensibilità 3,5 mV su 47 kΩ. Compensazione della caratteristica di incisione dischi secondo la norma CCIR con le costanti di tempo 3180, 318 e 75 μ sec.
Questa norma è oggi adottata da tutti i fabbricanti di dischi ed è identica alla norma tedesca DIN 33 e quasi identica alla norma americana RIAA;
MIC = entrata per microfono ad alta impedenza; sensibilità 5 mV su 1 MΩ;
RFI e RFII = entrate per sorgenti sonore come sintonizzatore, radioricevitori, ricevitori speciali a onde corte, suono del canale audio in TV (occorre però un trasformatore separatore ed uno stadio speciale nel ricevitore televisivo), fonorivelatori a cristallo, secondo registratore a nastro di riproduzione e per giradischi con compensatore preamplificatore. Sensibilità 200 mV su 0,5 MΩ;
TB = entrata per la riproduzione e la registrazione con registratore a nastro. Sensibilità 200 mV su 0,5 MΩ. Tensione di uscita per registrazione sul nastro 0,1 V... 2 mV per kΩ secondo DIN 45511.
Filtri antidisturbi — tasto per la variazione della pendenza del fianco superiore della curva di risposta al di sopra di 6 kHz per la soppressione dei rumori e del fruscio. Pendenza di caduta circa 12 dB/ottava.
Filtro antironzio — tasto per variare la pendenza del fianco inferiore della curva di risposta al di sotto di 100 Hz per l'attenuazione del ronzio coi dischi o della microfonicità con l'uso dei microfoni. Pendenza circa 10 dB/ottava.
Commutatore di presenza per il miglioramento della plastica auditiva nelle esecuzioni di solisti e della riproduzione con altoparlanti insufficienti o in posti sfavorevoli. Sopraelevazione del campo centrale di frequenze, intorno a + 3 dB con una frequenza baricentrale di circa 2500 Hz e con l'attenuazione di — 4 dB a 5 kHz.
Rapporto segnale/disturbo di ciascun canale non filtrato: — 60 dB alla potenza di uscita di 50 mW; — 85 dB rispetto alla potenza di uscita nominale di 50 W.

Attenuazione della diafonia (fra 20 Hz e 20 kHz) > 46 dB. (separazione dei canali).
Impedenza di uscita — 5 Ω su ciascun canale (valore minimo ammissibile 4 Ω).
Resistenza interna misurata all'uscita dell'altoparlante 0,35 Ω su ciascun canale.
Regolazione di intensità sonora con compensazione fisiologica commutabile. Andamento della regolazione di intensità 2 dB da 0 a — 50 dB nella gamma di frequenze da 20 Hz a 20kHz.
Campo di regolazione dei bassi + 16 ÷ ÷ — 18 dB.
Campo di regolazione degli acuti + 18 ÷ — 20 dB.
Campo di regolazione del bilanciamento + 8 dB (massima differenza nella posizione centrale, 1 dB entro l'intero campo di frequenze).
Differenza di livello fra il funzionamento a vuoto e a pieno carico alle uscite dell'amplificatore: < 0,6 dB.
Larghezza di banda di potenza rispetto alla potenza di uscita max: — 3 dB e k = 1%, da 15 Hz a 15 kHz.
Equalizzazione per fonorivelatore magnetico secondo la norma IEC (3180, 318, 75 μsec.).
Commutazione da fono magnetico a fono a cristallo, con commutatore a cursore disposto posteriormente al telaio.
In Fig. 5 *a*, *b*, *c*, *d* sono indicate, rispettivamente, le curve di risposta: del preamplificatore per fonorivelatore magnetico; dei controlli di ronzio, presenza e fruscio; del regolatore fisiologico di intensità sonora; dei controlli dei toni bassi e alti.
Le curve di distorsione armonica in funzione della potenza di uscita e per le frequenze 40 Hz, 120 Hz, 1 kHz, 5 kHz e 10 kHz sono riportate in Fig. 6.
A

Controllo televisivo dei binari ferroviari
La televisione a circuito chiuso è stata adottata dalle Ferrovie Britanniche per combattere il serio problema degli attraversamenti dei binari ferroviari nella Regione dell'Est. Alla Stazione di Elm Park, è stata installata una telecamera, per sorvegliare il tratto di binario dove nel marzo dello scorso anno un treno deragliò per un ostacolo lasciato sulla linea. Questa telecamera non solo avverte il personale della stazione della presenza di ostacoli sulla linea ferrata, ma l'immagine di chi si è abusivamente introdotto fra i binari viene registrata su di un videoregistratore Philips EL 3400.
L'apparecchiatura installata consiste di una telecamera Philips impermeabile con brandeggio telecomandato che fronteggia i binari in direzione di Dagenham East. L'apparecchiatura di ricezione e controllo, in stazione, consiste di una unità di controllo per l'obiettivo a focale variabile e telecomando per il brandeggio di un monitor e di un videoregistratore Philips EL 3400.
Non appena qualcosa di sospetto si delinea sui binari, entra in funzione l'apparecchiatura e l'elemento estraneo appare sullo schermo del monitor: può essere posto in funzione, allora, anche il videoregistratore. Questo apparecchio è in grado di assicurare un tempo di registrazione di tre quarti d'ora ed il nastro di registrazione può essere riportato subito indietro o conservato come documentazione per successivi esami. *(ph.)*

Televisione a circuito chiuso per un liceo francese
Recentemente è stato inaugurato l'impianto sperimentale di televisione a circuito chiuso che la Philips ha installato, presso il Liceo Henri Martin di San Quintino (Aisne). Questo impianto, realizzato su richieste dell'Istituto Nazionale di Pedagogia e del Preside del Liceo, è attualmente il più importante del suo genere in Europa; esso utilizza cinque telecamere, due delle quali regolabili a distanza, uno studio, un reparto di produzione e dieci classi attrezzate di tutto punto. *(ph.)*

Nuova fabbrica per la lavorazione dei tubi Plumbicon
Una nuova fabbrica Philips destinata alla produzione dei tubi televisivi Plumbicon è ormai in fase di ultimazione.
Il Plumbicon è un tubo televisivo che serve per le riprese in bianco e nero e per quelle a colori. Esso può essere impiegato anche in apparecchiature elettromedicali.
La nuova fabbrica ha due piani più un interrato. Si prevede che nella nuova fabbrica la produzione dei tubi potrà avere inizio a settembre. *(ph.)*

Un ciclotrone isocrono per l'università di Groningen
Il Reparto Prodotti Industriali Tecnologici della Philips olandese consegnerà presto un ciclotrone isocrono ad energia variabile ordinato dall'Università di Stato di Groningen (Olanda).
Questa enorme apparecchiatura — la più grande finora fabbricata dalla Philips — permetterà all'Università di estendere maggiormente le ricerche attualmente in atto nel campo della fisica nucleare. Per la sistemazione del ciclotrone è stato necessario costruire un edificio apposito di circa 40 metri per 25. *(ph.)*

***0799* – Sig. Claudio Giuseppe – Mestre (Venezia).**

D. Sono in possesso di 3 altoparlanti aventi i seguenti diametri utili del cono: mm 285; mm 145; mm 75, di ricupero dei quali non conosco le caratteristiche. Vi prego di volermi consigliare sul da farsi.
Sarei disposto ad inviarli a qualcuno che fosse attrezzato per rilevare le caratteristiche.
Vorrei utilizzare questi altoparlanti, montati in adeguato cassone bass-reflex, per realizzare un catena Hi-Fi, solo monofonica.

R. Far eseguire le curve di risposta dei 3 altoparlanti, rilevarne la potenza, il rendimento ecc., sarebbe molto difficile e costoso, e alla fine a poco gioverebbe, perchè gli altoparlanti non si possono modificare.
Ciò che occorre conoscere per la costruzione di un bass-reflex del filtro di incrocio sono essenzialmente le impedenze, o almeno le resistenze ohmiche delle bobine mobili, oltre ai diametri per la foratura.
Qualunque radioriparatore possiede un ohmmetro col quale eseguire in pochi minuti tali misure. Un qualsiasi titolare di negozio Radio-TV-elettrodomestici di Mestre o di Venezia può fornirle questi dati, coi quali potremo calcolare le dimensioni del mobile e il filtro d'incrocio.
Meglio sarebbe però che il bass-reflex contenesse solo l'altoparlante grande e quelli da 75 mm, mentre quello medio dovrebbe essere montato in una cassetta acustica separata.

a. f.

***0800* – Sig. Giuseppe Lolli – Bologna.**

D. Interessato alla costruzione di un amplificatore Hi-Fi di potenza, ho esaminato attentamente lo schema della Lowther mod. LL10 da 10 W apparso sulla rivista « Alta Fedeltà » n. 9 del 1959; vorrei avere alcune delucidazioni in merito.
1) Perché con un push-pull di EL34 si ottengono solo 10 W di potenza? Forse per la bassa tensione di alimentazione anodica?
2) Perché le resistenze di carico del doppio triodo ECC82 non sono uguali? (75-100 k)
3) La resistenza di polarizzazione automatica di detto tubo pilota è indicata 22 k; non è forse da 2,2 k?
4) Perchè detta resistenza (ed altrettanto per le resistenze di griglia ECC82) non è collegata direttamente a massa, bensì attraverso una resistenza da 22 k?
5) Come funziona il tubo invertitore di fase EF86? (Un segnale viene prelevato da placca e griglia schermo collegate assieme, l'altro segnale — in opposizione di fase — viene prelevato sul terzo elettrolitico di filtro, prima della resistenza di carico dell'EF86).
6) Quale trasformatore di uscita mi consigliate?

R. Il circuito in oggetto fa uso dell'invertitore di Schmitt con una forte resistenza comune di catodo, che abbassa sensibilmente la tensione catodo-anodo dei 2 triodi, quindi l'uscita da questi è piccola. Inoltre il circuito è fortemente controreazionato (nello stadio finale in doppio modo, cioè tra placche e griglie di controllo e tra placche e griglie schermo; poi tra il secondario del T.U. e il catodo del pilota V_1 dell'invertitore; per aumentare la potenza di uscita bisognerebbe avere nua molto maggior preamplificazione, che il pilota non è in grado di fornire. Se nell'invertitore si sostituisce la resistenza comune di catodo con la resistenza catodo-anodo di un pentodo, la sensibilità dell'invertitore migliora e la potenza di uscita raggiunge i 26 W come nel « Lowther Linear ».
2) 3) 4) e 5) La risposta a tutte queste domande sta nel funzionamento dell'invertitore di Schmitt, noto anche come invertitore « a coda lunga » (long-tailed inverter): Il suo schema di principio è quello di fig. 1. Il tubo T_1 è un normale stadio amplificatore, che alimenta un tubo di potenza. Il tubo T_2 ha la griglia a massa attraverso il condensatore C per le tensioni di segnale; T_2 è alimentato sul catodo (analogamente al 2° stadio del circuito cascode) con un segnale che si forma ai capi della resistenza comune R_1 dei catodi, la quale è percorsa da una corrente che è la differenza delle correnti anodiche di T_1 e T_2; da questa differenza nasce la tensione di segnale di corretta fase per il pilotaggio di T_2. Per ottenere la stessa ampiezza di uscita da T_1 e T_2, bisogna scegliere opportunamente i valori di R_1 R_2, e R_3 che non possono essere uguali.
6) Consigliamo il trasformatore di uscita Philips cat. PK51099.

a. f.

Fig. 1/0800

***0801* – Sig. Tanzi Giulio – Mariano Comense (Como).**

D. Qualche tempo fa è sorta una discussione circa una questione relativa alla banda passante di un amplificatore ad alta fedeltà. È noto pure che esistono in commercio amplificatori con banda passante da qualche decina di hertz a 100 kHz e oltre. Ora i pareri diventano discordanti sul seguente particolare:
Alcuni sostengono che è perfettamente inutile estendere la banda di un amplificatore oltre i 20 kHz (max frequenza udibile) perchè le eventuali armoniche generate da uno strumento (es.: strumenti a percussione) e superiori a 20 kHz non sono udibili e quindi non contribuiscono a determinare il timbro del suono generato dallo strumento.
Altri invece, e tra questi il sottoscritto, ritengono che amplificare anche armoniche superiori a 20 kHz sia senz'altro utile agli effetti della determinazione del timbro in quanto queste armoniche (anche se non sono udibili) modificano la forma d'onda che giunge alla membrana dei riproduttori e quindi modificano il modo di vibrare dei riproduttori medesimi, ciò che determina la diversità di timbro.
Vi sarei grato se vorrete darmi una delucidazione in proposito.

R. La questione dai lei sollevata è stata dibattuta da quando si è cominciato a parlare di alta fedeltà e ad essa è dedicata una nota assai particolareggiata nella 2ª edizione del volume « La Tecnica dell'Alta Fedeltà » di prossima pubblicazione.
Possiamo così riassumere l'argomento: da oltre 12 anni è ben noto che l'onda sinoidale è inadeguata a determinare la qualità di un amplificatore di alta fedeltà.
Questo deve essere analizzato con un'onda quadra, e si dirà buono se l'onda di uscita sarà pure quadra, o comunque il più vicino possibile a questa figura geometrica. È pure noto che per ben riprodurre un'onda quadra occorrono almeno 15 armoniche della frequenza fondamentale; partendo quindi da una fondamentale rettangolare di 10 kHz, bisogna riprodurre anche i 150 kHz. Resta dunque dimostrata così la necessità di amplificare una banda ben superiore alla gamma acustica. Un amplificatore che tagliasse a 20 kHz non sarebbe capace di riprodurre fedelmente frequenze superiori a 1400 Hz. L'effetto acustico sgradevole è sentito nella riproduzione dei transitori, appunto caratterizzati da fronti ripidi ad angolo prossimo a 90°. La qualità di un amplificatore si giu-

dica da come esso amplifica l'unità di Heaviside, cioè l'onda a gradino unitaria.
Un amplificatore che tagli a 20 kHz riproduce l'onda a gradino (acuti) col fronte di salita (o di discesa) coricato e con gli angoli smussati e quindi non è fedele; il suono diretto è diverso da quello riprodotto. La cosa sta alla base dello studio degli amplificatori video, dove purtroppo la ristrettezza del canale (7 MHz) impone la frequenza video max di soli 5 MHz, coi quali si possono riprodurre bene solo onde rettangolari di frequenza fondamentale inferiore a 350 kHz.
Concludendo: un amplificatore è fedele quando la forma d'onda di uscita è uguale a quella d'entrata; perchè ciò sia vero anche per gli acutissimi, occorre che l'amplificatore sia in grado di amplificare una banda dell'ordine dei 100 kHz.
Dopo di che la ragione è dalla sua parte. Dica inoltre ai suoi antagonisti che, come risultato pratico, è stato riconosciuto che gli amplificatori a larghissima banda « suonano meglio » di quelli a banda limitata alla gamma acustica.

a. f.

***0802* – Sig. Gaetano Castaldo – Tivoli (Roma).**

D. In merito all'amplificatore Sherwood-II-S5000, desidero conoscere:
a) l'impedenza di carico dei tubi 7591; *b*) quali condensatori sono a carta e quali a mica e quali ceramici; *c*) tolleranza dei condensatori e delle resistenze; *d*) valori dei componenti la basetta A 680 B2; *e*) valore della presa al potenziometro « sonorità » per la correzione fisiologica; *f*) quali trasformatori d'uscita G.B.C. o Philips soddisfano allo scopo; *g*) particolarità sul conduttore che collega l'amplificatore alla cassa acustica.

R. *a*) Il carico tra anodo e anodo dei tubi 7591 è circa $R_{aa} = 4{,}5\ k\Omega$.
b) I condensatori fino a 500 pF sono generalmente a mica; da 500 pF a 1 μF sono a carta; oltre 1 μF sono elettrolitici.
c) Tutte le resistenze sono da 1/2 W, tolleranza ± 10% se non diversamente specificato. Le tolleranze dei condensatori sono molto variabili a seconda del tipo; p. es. gli elettrolitici possono variare da — 10% a + 100%; quelli a carta generalmente sono entro ± 20%; quelli a mica ± 10%.
d) I valori mancanti dei componenti le basette A680-B2, sono: 2 condensatori 6 nF (= 6000 pF), 1 resistenza 1 M 1/2 W.
e) La presa sul potenziometro di regolazione fisiologica, dato il valore abbastanza alto del condensatore (56 nF), conviene sia intorno al 30% della resistenza totale, cioè a circa 200 kΩ.
f) Per questi tubi Westinghouse 7591 (rivolgersi all'unica distributrice per l'Italia: ditta Mancini Arturo; Milano, Via Lovanio 5) occorre un T. U. che la Sherwood ha appositamente costruito; tra quelli facilmente reperibili, vi è il Philips PK 51099, non utilizzando le prese per le griglie schermo, però la sua potenza è di soli 20 W e l'impedenza primaria è 6 kΩ. Conviene rivolgersi ad un importatore di materiali Hi-Fi, che procuri un T.U. originale adottato dalla Sherwood.
g) Se i T.U. sono montati sul telaio, i cavi di collegamento agli altoparlanti non presentano difficoltà, trattandosi di trasportare segnali prelevati dai secondari quindi a bassa impedenza, normalmente basta un cavetto binato di sufficiente sezione, anche non schermato.
h) Nel commutatore 53 F il contatto in alto (vicino a quello di massa) deve essere corto, in modo da non toccare il settore ribassato dell'anello girevole.

a. f.

***0803* – Sig. Zaina Valerio – Catania.**

D. Ho iniziato la costruzione di un amplificatore che già in passato mi ha dato molte soddisfazioni, il TR229, pag. 121 di AF del Maggio '59. Lo schema così redatto è esatto? quali modifiche apportare? la polarizzazione delle finali mi ha lasciato perplesso, per l'arrossamento delle placche, che non riesco a togliere del tutto.
2) Su un numero dello scorso anno de *l'antenna* era apparso uno schema di un amplificatore da 2 × 15 W con corredo di schemi di cablaggio, disposizione dei componenti ecc. e montava 2 trasformatori di uscita Audax TV101.
3) Vorrei anche ogni notizia riguardante questi due schemi per il loro montaggio, ed eventuali migliorie, ed a chi rivolgersi per l'approvvigionamento dei trasformatori.

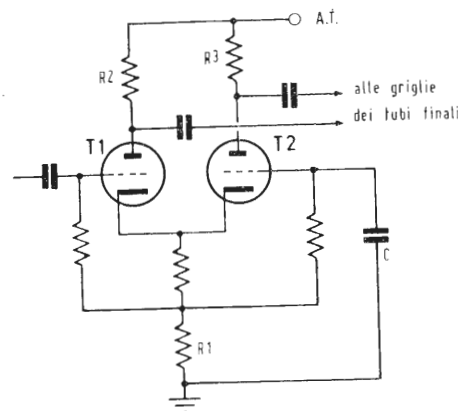
R. La resistenza fra la griglia di V_3 e il condensatore 0,1 μF, originariamente segnata 68 MΩ, è invece 68 kΩ. La polarizzazione — 13 V dei tubi EL84 è realmente un poco scarsa; meglio portarla al valore di listino — 14,7; tuttavia anche con — 13 V le placche non dovrebbero arrossare.
2 e 3) Le inviamo e parte una copia del n. 5 - Maggio 1965 de « *l'antenna* » dove alle pagine 224 ÷ 227 è descritto l'amplificatore 2 × 15 W stereo che le interessa. La descrizione è assai ampia e nulla abbiamo da aggiungere a quanto in essa contenuto. Circa i trasformatori di uscita, non è agevole in Italia procurarsi gli originali Audax; si può convenientemente ripiegare sui tipi Philips (acquistabili presso i concessionari Philips; eventualmente presso Melchioni - Milano Via Friuli, n. 15) di ottima resa e di prezzo modico; per il push-pull di EL84 è indicato il tipo PK 50811 (8000 Ω tra placca e placca; impedenza secondaria 7Ω; 15 W).

a. f.

***0804* – Sig. Franco Martino – Gallarate (Varese).**

D. Sono interessato alla realizzazione dell'amplificatore X-100 Fisher. Vi prego di spedirmi il n. 1, gennaio 1964 della vostra rivista, in cui è descritto ampiamente. Vi chiederei altresì ogni eventuale notizia che possa tornarmi utile per la realizzazione e un consiglio relativo ad una combinazione di altoparlanti che mi assicuri una buona riproduzione relativamente al prezzo.

R. A parte le abbiamo inviato una copia de « *l'antenna* » gennaio 1964, n. 1
Nello schema in oggetto manca la presa centrale del secondario A. T. del trasformatore di alimentazione.
Il consiglio che le possiamo dare è di procurarsi la scatola di montaggio (Larir - Milano, V.le Premuda, 36) al fine di ottenere tutti i componenti più convenienti senza deludenti ricerche difficoltose.
Circa gli altoparlanti sono naturalmente possibili svariate soluzioni.
Per una rapida ed economica soluzione perfettamente soddisfacente le suggeriamo lo acquisto di una coppia di altoparlanti Philips tipo 9762 M, 20 W, 30 cm., impedenza 7 Ω, provvisti di conetto per gli acuti; risposta 50 ÷ 18.000 Hz, da collegarsi alle prese 8 Ω dei trasformatori di uscita.
Per i contenitori acustici la Philips dispone di mobili bass-reflex per i suoi altoparlanti. È consigliabile usufruirne, anzichè tentare la costruzione di una cassa bass-reflex, sempre difficile per chi non dispone di adatte attrezzature e di mano d'opera specializzata.

a.f.

0805 – Sig. Canu Giovanni – Macomer (Nuoro).

D. Del preamplificatore Philips da voi pubblicato sul n. 7 '64 de l'antenna a pag. 327, vi è solo lo schema del canale di sinistra; vorrei sapere se i potenziometri del canale di destra sono logaritmici o antilogaritmici, inoltre se debbono essere necessariamente coassiali o separati. Per il suddetto preamplificatore mi avevate consigliato d'accordare l'amplificatore Stereo 20 della Casa Leak; e poichè del medesimo non ho trovato i trasformatori di uscita e di alimentazione originali, ho scelto il T.U.*a.f.* della Geloso n. cat. 5745 e il T.A. sempre Geloso n. cat. 5055. In merito vorrei che mi consigliaste se posso montarli sull'amplificatore Leak.
Un'altra cosa che vorrei mi diceste è il tipo delle prese a jack montate all'ingresso del preamplificatore, con riferimento magari al catalogo G.B.C. Un'ultima cosa vi prego di dirmi; la controreazione nello schema dell'amplificatore stereo 20-Leak, sui trasformatori di uscita, la devo fare anche sui T.U. della Geloso? N. cat. 5745.

R. I potenziometri del canale destro (volume e toni) sono in tutto uguali ai corrispondenti del canale sinistro, cioè sono logaritmici e presentano la stessa curva di variazione della resistenza. Conviene che i potenziometri corrispondenti dei due canali siano coassiali, perchè ciò facilita le regolazioni, ma non è indispensabile; coi potenziometri indipendenti è più difficile giudicare l'eguaglianza di intensità e tonalità dei suoni di entrambi i canali, ma con un po' di pazienza e abilità si arriva alle giuste regolazioni, senza bisogno del potenziometro di bilanciamento stereo.
I trasformatori Geloso di uscita 5745 e di alimentazione 5055 possono senz'altro essere usati coll'amplificatore Leak stereo 20, con le seguenti osservazioni:
T.U. cat 5745: carico anodo-anodo 8 kΩ; 10 W; l'avvolgimento per la controreazione permette un massimo di 30 dB alla presa esterna; se risultasse eccessiva, converrà prelevare la c.r. ad una presa minore del secondario del T.U. Per il complesso stereo occorrono 2 T.U. cat. 5745.
T.A. cat. 5055: la tensione secondaria A. T. è 2 × 285 V con 100 mA, cioè un poco alta rispetto a quella del Leak; il condensatore di entrata del filtro deve essere 50 μF (invece di 60 μF); la tensione continua risulta 330 V con 100 mA; se risultasse eccessiva, si potrà aumentare a 200 Ω la resistenza di filtro R_{22}.
Per un complesso stereo è sufficiente un solo trasformatore di alimentazione. Il tubo raddrizzatore da usare è il 5V4.
Le prese e spine jack per le entrate possono essere gli attacchi schermati a innesto a 3 contatti 396 × 398 Geloso.
Come detto sopra la controreazione deve essere applicata anche usando i trasformatori di uscita Geloso. *a.f.*

0806 – Mario Cantatore – Montenero di Bisaccia (Campobasso).

D. Nell'articolo dell'ing. Baldan sulle caratteristiche ed applicazioni del tubo ECLL 800, «*l'antenna*» n. 12, vi sono gli schemi e i dati illustrativi di un trasformatore di uscita adattabile a tale valvola. Mi occorrono maggiori ragguagli in merito.
Non conosco il significato del termine «lamierini dinamo IV». Sono indeciso se «corpo della bobina EI mm 84» corrisponda alla sezione del nucleo mm² 84; se sia attuabile ridurre lo spessore del filo del secondario in proporzione inversa alle maggiori impedenze degli altoparlanti e se gli avvolgimenti primario e secondario, come appare dai tratini divergenti tra le due sezioni, debbano essere avvolti in senso contrario tra di loro (primi e secondi).
R. I lamierini dinamo IV non hanno speciali caratteristiche. Basterà un lamierino al ferro-silicio (meglio se a granuli orientati) da 0,9 W/kg, spessore 0,35 mm.
La sigla E-184 è un numero di catalogo del cartoccio sul quale vengono effettuati gli avvolgimenti. La sezione del nucleo occorrente è ben superiore a 84 mm. (9 × 9 mm.); occorre una sezione di almeno 15 × 15 mm. Se si usano altoparlanti con impedenza diversa di 6 ÷ 7 Ω, bisogna anzitutto variare il numero di spire del secondario, in modo che il carico riflesso al primario sia sempre R_{aa} = 11 kΩ. In generale non conviene diminuire il diametro del filo del secondario, perchè ciò porta ad un nocivo aumento di resistenza ohmica.
Gli avvolgimenti primario e secondario devono essere avvolti nello stesso senso; se si desidera un'inversione di polarità, basta, per ottenerla, scambiare le connessioni del secondario (principio e fine) nel circuito. *a.f.*

0807 – Elettronica Shark – Pescara.

D. Interessati al campo degli organi elettronici, non siamo riusciti a reperire delle pubblicazioni sull'argomento, e particolarmente sugli oscillatori, e sui circuiti di demoltiplica di frequenze usati negli organi suaccennati.
Vi saremmo pertanto grati se vorrete segnalarci dette pubblicazioni od almeno darci i possibili schiarimenti sull'argomento.
R. Gli strumenti musicali elettronici, e in particolare gli organi, sono trattati in una serie di 3 articoli sulla Rivista tedesca «Radio Mentor» e precisamente:
n. 1, gennaio 1965, pag. 43, Richard Bierl, Elektronische Musik-Instrumente - Parte 1ª: Fondamenti;
n. 2, febbraio 1965, pag. 110, stesso titolo, Parte 2ª; Strumenti musicali monofonici;
n. 3, marzo 1965, pag. 186, stesso titolo, Parte 3ª, Organi elettronici.
Per ottenere rapidamente la Rivista «Radio Mentor» vi consigliamo di rivolgervi a «Libreria SALTO», Via Visconti di Modrone 18, Milano.
Segnaliamo inoltre:
l'antenna - n. 9, sett. 1963, pag. 421-424 - P. Quercia, Lo Hamograf: Nuovo accostamento alla musica elettronica.
l'antenna - n. 4, aprile 1962, pag. 226-228 - A. Barbieri; Musica composta con macchine elettroniche.
l'antenna - n. 7, luglio 1965, pag. 318-323 - Pike W. S.: Progetto di un organo elettronico - parte 1ª.
l'antenna n. 9, settembre 1965, pag. 400-403 - Pike W. S. Progetto di un organo elettronico - parte 2ª e fine. *a.f.*

0808 – Angelo Albertalli – Gavirate (Varese).

D. Gradirei essere informato circa la possibilità di un sistema atto al controllo di saldature su lamiere a tenuta d'acqua, specialmente in angoli a 90°. Dette saldature avvengono per sovrapposizione di circa 3 mm con lamiere di 1 mm di spessore.
R. Un articolo che tratta l'argomento che Le interessa è: «Corrosione», Parte III di G. Guzzoni - Rivista di meccanica n. 396 del 22-1-66, A. 17-p. 37 ÷ 43.
Le prime due parti dell'articolo trattano della corrosione in generale, ma non dovuta alla saldatura in acqua.
Per ottenere la «rivista di meccanica» Ella può rivolgersi alla ETAS KOMPASS - Milano, Via Fantoni 14, tel. 450-355/641. *a.n.*

ERRATA CORRIGE

Sul n. 11 - novembre 1965 della rivista, a pag. 501 fig. 1 e a pag. 502 - fig. 2 e 3, le polarità dei condensatori elettrolitici devono essere tutte invertite.

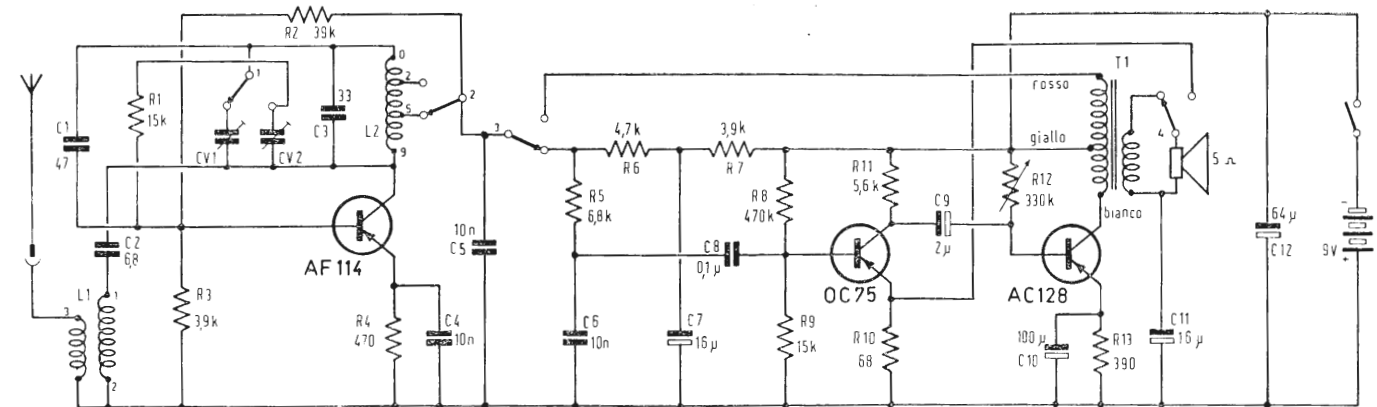



Fig. 1/0809

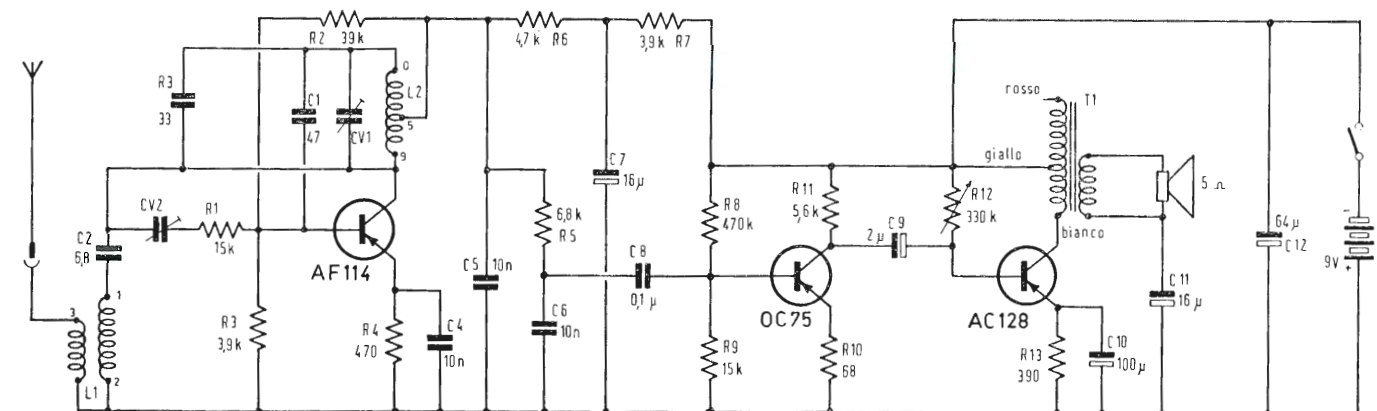



Fig. 2/0809

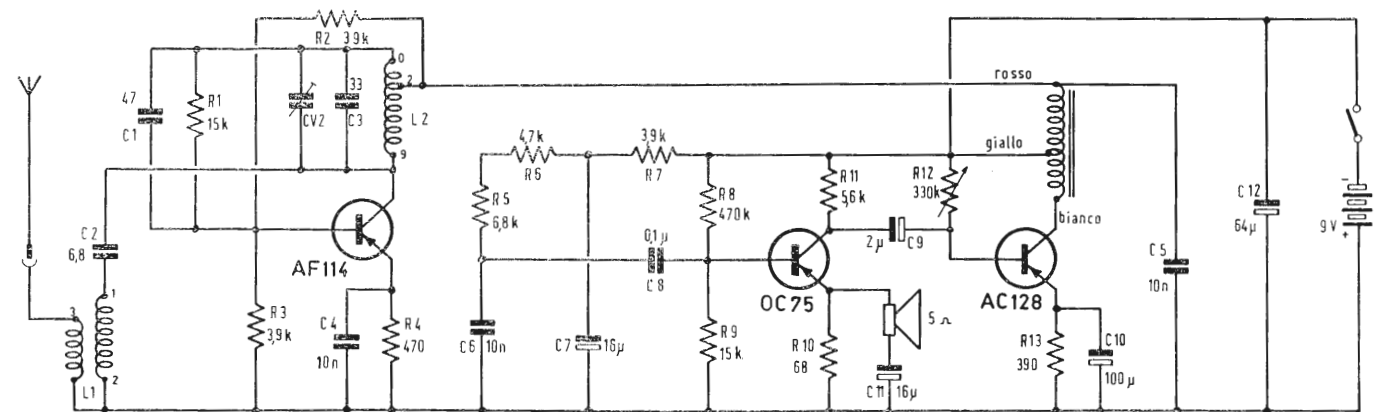



Fig. 3/0809

0809 – Sig. R. Am. B. Lee – Roma.

D. Ci chiede la pubblicazione dello schema di un rice-trasmettitorino, con microfono, non troppo complicato, essendo alle prime armi nelle costruzioni, per collegamenti al massimo di 100 metri.

R. Scartando i cosidetti radiomicrofoni la cui portata non deve superare una diecina di metri, le consigliamo la costruzione del rice trasmettitore *SM*/4001 la cui potenza di uscita inferiore a 0,03 W risponde alle prescrizioni ministeriali e che è di portata limitata.

Il materiale di tale apparecchio può essere acquistato interamente presso le sedi della *GBC*. Le caratteristiche sono le seguenti. Ricevitore tipo superrigenerativo; sensibilità 50 μV in antenna per 10 mW d'uscita.
Gamma di sintonia fissa a 29,5 MHz; potenza di uscita in BF 30 mW circa; altoparlante circolare da 5 ohm, usato anche come microfono in trasmissione; regolazioni praticamente nessuna fungendo l'antenna da interruttore; potenza in uscita del trasmettitore circa 30 mW; antenna a frusta telescopica lunga 100 centimetri; comando trasmissione-ricezione a pulsante laterale; ali-

Fig. 4/0809

mentazione con pila 9 V tipo Hellesens; autonomia circa 100 ore di lavoro intermittente; assorbimento totale in ricezione 8 mA circa; assorbimento totale in trasmissione circa 12,5 mA; transistori usati 1-AF114; 1-OC75; 1 AC128. Dimensioni: altezza 125 millimetri; larghezza 60 millimetri; profondità 35 millimetri.

Desiderando montare il ricevitore ed il trasmettitore separatamente i relativi circuiti sono riportati nelle figure 2 e 3. In figura 4 è riportato il circuito stampato del ricetrasmettitore.

Diamo qualche cenno sulla messa a punto del circuito.

Trasmissione. Chi non abbia a disposizione un misuratore di campo o altri strumenti similari, il sistema più semplice per controllare il trasmettitore è quello di accendere l'apparecchio ad onde corte di casa sintonizzandolo sulla frequenza di 29,5 MHz (circa 10 metri). Porre il commutatore del radiotelefono nella posizione di trasmissione, con antenna estratta, girare lentamente il compensatore CV_2 tramite un cacciavite isolato per RF parlando a circa 10-15 cm dal microfono. Per una certa posizione di CV_2 la ricezione sarà limpidissima e a volume massimo. Dette operazioni dovranno essere effettuate anche per l'altro esemplare.

Ricezione. Nessun strumento è richiesto per tarare il radiotelefono in ricezione. Basta avere due esemplari funzionanti e predisposti uno in ricezione l'altro in trasmissione. Con le antenne completamente estratte regolare il compensatore CV_1 sull'apparecchio ricevente, collocato a circa 20 metri dall'altro in trasmissione, sino a far scomparire il caratteristico soffio della superreazione. In questo modo trasmittente e ricevente saranno sintonizzate esattamente sulla stessa frequenza. Tale operazione logicamente andrà ripetuta anche sull'altro esemplare.

A questo punto non rimane che fissare con una goccia di lacca CV_1, CV_2 ed il potenziometro R_{12} e chiudere la scatola. Il collegamento dovrebbe risultare ottimo alla distanza da lei richiesta.

Tensioni misurate agli elettrodi dei transistori:

AF 114 - *Collettore RX*: 4,5 V, *TX*: 7 V; *Base RX*: 0,4 V, *TX*: 1,6 V; *Emettitore RX*: 0,3 V, *TX*: 1,6 V;

OC 75 - *Collettore RX*: 4 V, *TX*: 4 V; *Base RX*: 0,2 V, *TX*: 0,2 V; *Emettitore RX*: 0,1 V, *TX*: 0,1 V.

AC 128 - *Collettore RX*: 8 V, *TX*: 7 V; *Base RX*: 0,8 V, *TX*: 0,8 V; *Emettitore RX*: 1,4 V, *TX*: 1,6 V.

(*P. Soati*)

0810 - Sig. Gennari G. - Milano.

D. Desidera la pubblicazione di uno schema relativo ad un calibratore a cristallo nel quale possibilmente si faccia uso di un cristallo da 100 kHz e che gli consenta di effettuare la taratura punto per punto di un ricevitore ad onde corte e cortissime del surplus.
Inoltre gli interesserebbe la pubblicazione di un semplice oscillatore, sempre a transistori, sulla frequenza fissa di 1000 Hz.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un efficiente oscillatore a cristallo del tipo Colpitts (Pierce) il quale permette di ottenere un vasto spettro di armoniche che consentono di effettuare la taratura punto per punto, ogni 100 kHz, di un ricevitore ad onde corte.
Data la sua semplicità ed essendo alimentato da una semplice batteria a 9 Volt detto apparecchio costituisce un autentico «*standard di misura secondario*» il cui segnale di uscita può essere trasferito al ricevitore collegandolo al morsetto di entrata dell'antenna di quest'ultimo, oppure può essere irradiato a breve distanza tramite uno spezzone di filo.
Come transistore oscillatore è stato usato il tipo 2N2712 della Thomson Italiana che è particolarmente adatto allo scopo.
Il valore dei vari componenti è il seguente: $R_1 = 470.000\,\Omega$; $R_2 = 3.300\,\Omega$; $C_1 = 1500$ pF; $C_2 = 500$ pF, $C_3 = 100$ pF.
Cristallo da 100 kHz, una batteria a 9 volt ed un pulsante.
In figura 2 è illustrato lo schema di un semplicissimo oscillatore di bassa frequenza adatto a fornire la frequenza di 1.000 kHz. Il transistore della Thomson Italiana 2N2712 funge da oscillatore in classe C, Circuito Hartley.

La stabilità del complesso dipende dal Q della bobina L_1 che deve essere uguale a 6 alla frequenza di 1.000 kHz e dal basso coefficiente di temperatura dei condensatori C_1 e C_2. Anche il condensatore C_3 deve essere di ottima qualità facendo parte del circuito rigenerativo di controreazione.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $R_1 = 100.000\,\Omega$; $R_2 = 120.000\,\Omega$; $R_3 = 2.200\,\Omega$; $R_4 = 100.000\,\Omega$;
$C_1 = 0{,}068\,\mu$F; $C_2 = 0{,}068\,\mu$F; $C_3 = 0{,}01\,\mu$F. $L_1 = 450$ mH, $Q = 6$, resistenza cc $480\,\Omega$, 1,5 mA.
Batteria da 12 volt, interruttore.

(*P. Soati*)

Fig. 1/0810

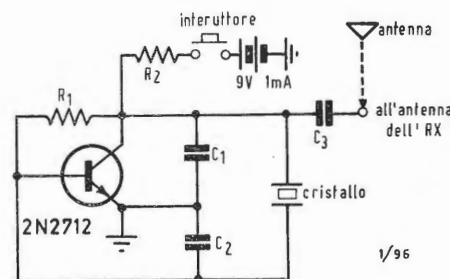
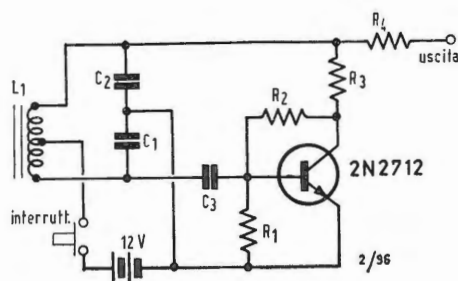



Fig. 2/0810

0811 - Sig. Tubaldo G. - Albettone

D. Gli interessa la segnalazione del titolo di qualche opera di radiotecnica che tratti il funzionamento pratico e teorico dei radioricevitori.

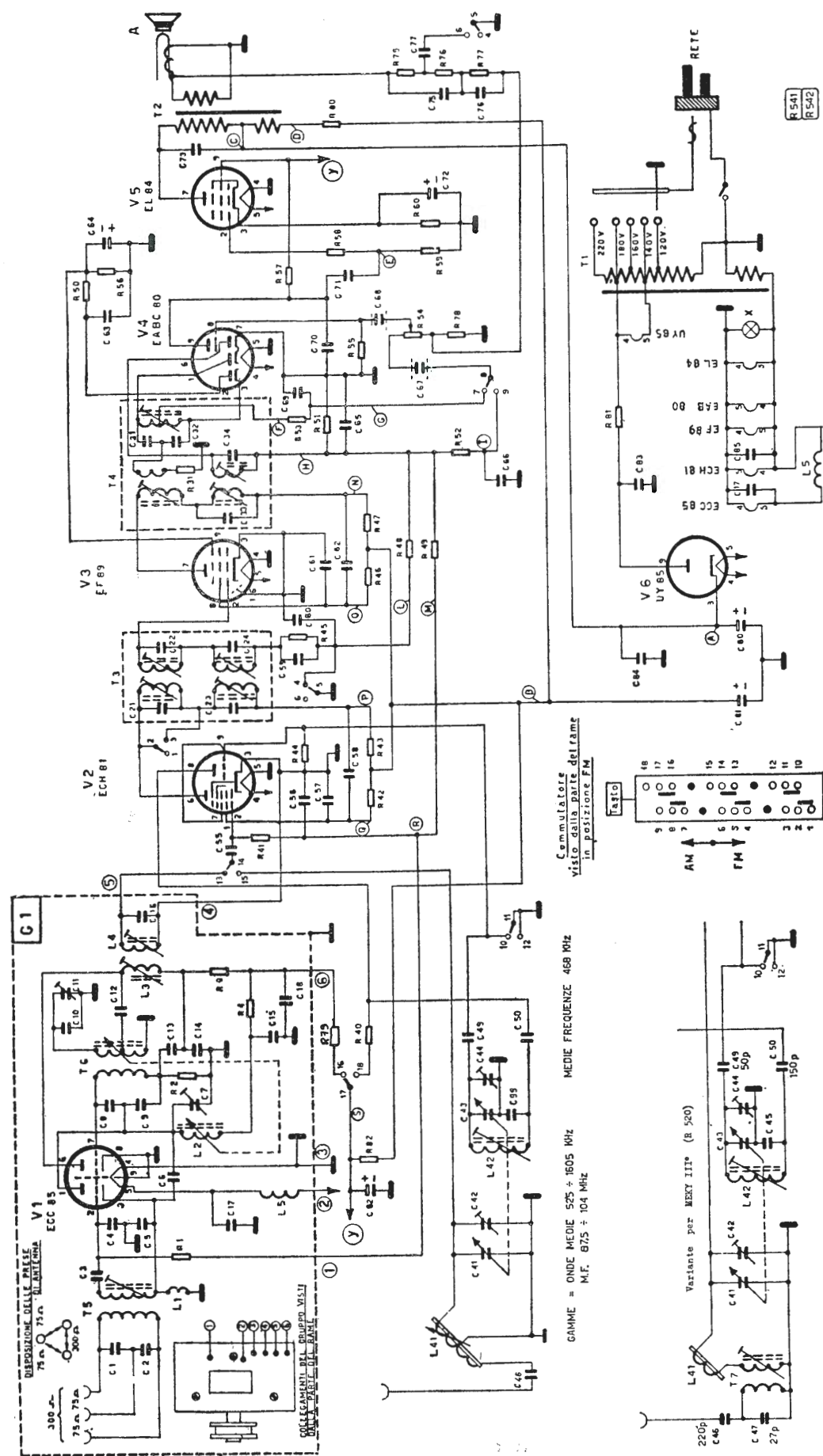
R. Premettiamo che la costruzione dei ricevitori, alla quale desidera dedicarsi, comporta un grado di preparazione che si può acquistare esclusivamente con lo studio completo della radiotecnica e con molta pratica di laboratorio.
Non avendo tale preparazione preliminare andrà incontro senz'altro a delle amare delusioni e a considerevoli perdite di quattrini.
I principali volumi che le consigliamo per affrontare tale argomento sono i seguenti:
Banfi-Lombardi - *Problemi di Radiotecnica*. Edizioni Il Rostro L. 3.300.
Callegari - *Radiotecnica per il Laboratorio*. Edizioni il Rostro L. 3.000. (Questo volume è molto utile perchè facilita l'applicazione delle formule alla realizzazione pratica di taluni circuiti e componenti). Inoltre possono adattarsi alle sue esigenze il volume in lingua francese edito dalla Philips *De l'electron au super* L. 5.500 e quello di lingua inglese *The Radio Amateur's Handbook* nel quale troverà una vasta serie di radioricevitori per onde corte ed ultracorte,dei quali sono riportati tanto gli schemi quanto i dati costruttivi.

(*P. Soati*)

0812 - Sig. Notini U. - Salerno

D. Desidera le note di servizio e lo schema relativi al ricevitore per AM/FM della Philips modello BX750A.

R. Lo schema lo abbiamo inviato separatamente. Per quanto concerne le note di servizio relative alla messa a punto valgono le seguenti considerazioni.
Sezione a modulazione di ampiezza - Tenere il controllo di volume al massimo. Collegare un voltmetro alle connessioni dell'altoparlante supplementare del canale suoni alti. Effettuare le regolazioni servendosi dei punti di regolazione i quali si trovano: punto 1 a sinistra del quadrante di sintonia, punto 2 a destra dello stesso.
Filtro di banda MF - Onde lunghe, punto 2, regolazione dei suoni acuti al massimo. Generatore su 452 kHz sulla griglia controllo della B_5 tramite condensatore da 33.000 pF. Regolare per la massima uscita S_{34} e S_{32}. Portare il generatore sulla g_1 della B_4 e regolare S_{31} e S_{30}.
Per regolare il filtro in serie, connettere fra loro i punti 5 e 6 del ferrocartex e, lasciando il generatore su 452 kHz punto 2, regolare S_{40} e S_{51}.
Circuito a radio frequenza e oscillatore - Onde corte 2 - punto 2 - generatore 6250 kHz regolare, sempre per la massima uscita, S_{23} e S_{17} - Generatore su 18200 kHz punto 1 - regolare C_{40} e C_{18}. Ripetere le due operazioni.
Onde medie - Generatore su 1620 kHz punto 1. Regolare C_{41}. Generatore su 553 kHz, punto 2. Regolare S_{25} (per queste due operazioni i punti 5 e 6 devono essere collegati fra loro). Generatore su 553 kHz (togliere il collegamento fra 5 e 6) accordare il ricevitore e agire su S_{18a}. Generatore su 1620 kHz accordare il ricevitore, regolare C_2 (*ripetere le operazioni due volte*). Onde lunghe - Generatore su 157 kHz, punto 2. Regolare S_{27}. Generatore su 350 kHz punto 1. Regolare C_{45}. Quindi procedere come segue: *a*) commutatore su onde lunghe, *b*) cortocircuitare S_{18} e S_{19}, *c*) regolare il generatore su 157 kHz, *d*) accordare su tale frequenza il rivelatore, *e*) togliere il cortocircuito fra S_{18} e S_{19}, *f*) commutare in posizione «ferrocepteur», *g*) regolare per la massima uscita S_{19a}, *h*) commutare in posizione antenna esterna, *i*) regolare per la massima uscita S_{20a}, *l*) regolare il generatore per 350 kHz, *m*) accordare su tale frequenza il ricevitore, *n*) commutare in posizione «ferrocepteur,» *o*) regolare per la massima uscita C_{19}, *p*) commutare in posizione antenna esterna, *q*) regolare per la massima uscita C_{37}, *r*) ripetere tutte le operazioni.
Parte a modulazione di frequenza. Controllo di volume al massimo. Regolatore suoni acuti al massimo. Collegare un voltmetro a diodo su R_{28}. La tensione su tale resistenza deve essere di 10 V al massimo. Collegare un voltmetro tramite un trasformatore alle connessioni dell'altoparlante supplementare del canale suoni acuti. Regolare l'indice del punto di regolazione estremo a sinistra con il condensatore variabile in posizione di capacità minima.
Filtro di banda MF - Svitare al massimo i nuclei di S_{13}, S_{14}, S_{15}, S_{28}, S_{36}, e S_{38}.
Commutatore in posizione FM. Condensatore variabile al massimo. Generatore su 10,7 MHz collegato tramite un condensatore di 1500 pF sulla g_1 di B_5: regolare S_{36} per la massima deviazione del voltmetro a diodo. Connettere due resistenze in serie da 250.000 Ω su R_{28} è il voltmetro fra il punto di giunzione di queste resistenze e quello di C_{55} e C_{56}. Generatore sulla g_1 di B_5, regolare S_{38} e S_{39} per la deviazione minima del voltmetro a diodo. Dopo aver tolto le due resistenze ed aver riportato il voltmetro nella posizione primitiva collegare il generatore (sempre tramite il condensatore da 1500 pF) alla g_1 di B_3 e regolare S_{29} e S_{28} in modo da ottenere la massima deviazione dell'indice
Portare il generatore sulla B_2 (tramite un avvolgimento che sostituisca lo schermo) e regolare S_{15}, S_{13} e S_{14} per la massima deviazione del voltmetro.
Circuito ad alta frequenza
Condensatore variabile su 91 MHz. Segnale su 91 MHz con generatore FM, regolare S_9 per la massima deviazione del voltmetro a diodo. Condensatore variabile su 100 MHz e generatore sulla stessa frequenza. Regolare C_{12} per la massima deviazione del voltmetro a diodo. Generatore su 87,7 MHz e generatore sulla stessa frequenza. Regolare S_9 per la massima deviazione del voltmetro a diodo. Generatore e condensatore su 94 MHz regolare S_{10a} e S_7 per la massima deviazione del voltmetro a diodo.
Regolazione dei suoni acuti.
C_{83} e R_{53} costituiscono un filtro la cui impedenza per le frequenze alte descresce. La tensione di controreazione per le frequenze alte dipende di conseguenza dalla posizione del potenziometro R_{53}. Se il suo, cursore si trova nella posizione inferiore la tensione di controreazione è minima e l'amplificazione massima mentre il contrario avviene se il cursore si trova nella posizione superiore. In questa posizione R_{54} e C_{82} si comportano come un filtro passa basso dimodocchè i suoni acuti risultano attenuati. Il filtro C_{94} e R_{56} si comporta invece come un filtro passa alto in seguito al quale le frequenze basse sono attenuate. Il tubo B_7 ha la funzione di amplificare esclusivamente le frequenze alte mentre il tubo B_{11} provvede ad amplificare la gamma delle frequenze basse.

(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore Telefunken mod. Meky III e IV